

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2004年4月29日 (29.04.2004)

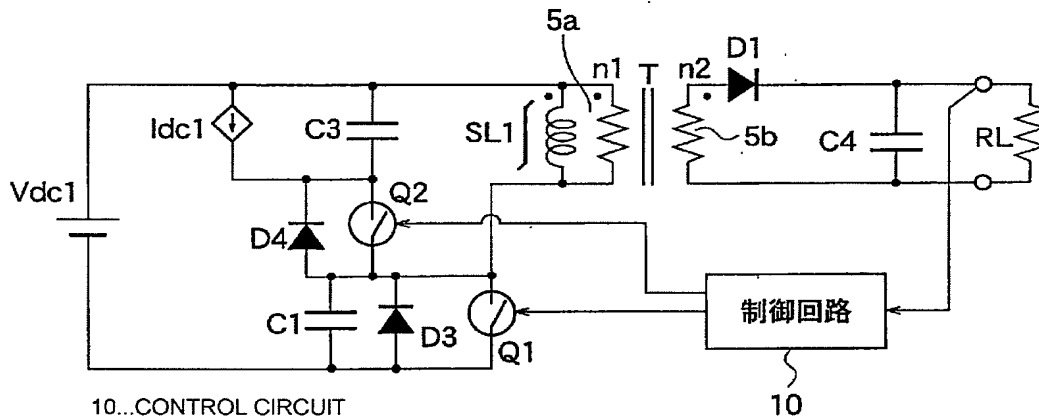
PCT

(10) 国際公開番号
WO 2004/036726 A1

- (51) 国際特許分類⁷: H02M 3/28
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2003/013411
- (22) 国際出願日: 2003年10月21日 (21.10.2003)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2002-306250 2002年10月21日 (21.10.2002) JP
特願2002-321105 2002年11月5日 (05.11.2002) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): サンケン電気株式会社 (SANKEN ELECTRIC CO., LTD.) [JP/JP]; 〒352-8666 埼玉県新座市北野3丁目6番3号 Saitama (JP).
- (72) 発明者; および
(75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 鶴谷 守 (TSURUYA, Mamoru) [JP/JP]; 〒352-8666 埼玉県新座市北野3丁目6番3号 サンケン電気株式会社内 Saitama (JP).
- (74) 代理人: 三好 秀和 (MIYOSHI, Hidekazu); 〒105-0001 東京都港区虎ノ門1丁目2番3号 虎ノ門第一ビル9階 Tokyo (JP).
- (81) 指定国 (国内): CN, JP, US.
- (84) 指定国 (広域): ヨーロッパ特許 (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR).
- 添付公開書類:
— 国際調査報告書
- 2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

(54) Title: DC CONVERTER

(54) 発明の名称: 直流変換装置



(57) Abstract: Primary winding (5a) of a transformer T and a switch Q1 are connected in series with a DC power supply Vdc1, series circuit of a switch Q2 and a snubber capacitor C3 is connected in parallel with the primary winding or the switch Q1, and a saturable reactor SL1 is connected in parallel with the primary winding (5a). Series circuit of a diode D1 and a capacitor C4 is connected in parallel with the secondary winding (5b) of the transformer T thus constituting a rectifying/smoothing circuit. A control circuit (10) turns the switch Q1 and the switch Q2 on/off alternately and turns the switch Q2 off when the current thereof increases.

(57) 要約: トランス T の 1 次巻線 5 a とスイッチ Q 1 とが直流電源 V d c 1 に直列に接続され、スイッチ Q 2 とスナバコンデンサ C 3 の直列回路が 1 次巻線またはスイッチ Q 1 に並列に接続され、可飽和リアクトル S L 1 が 1 次巻線 5 a に並列に接続される。ダイオード D 1 とコンデンサ C 4 との直列回路がトランス T の 2 次巻線 5 b に並列に接続されて整流平滑回路を構成する。制御回路 1 0 はスイッチ Q 1 とスイッチ Q 2 とを交互にオン/オフさせると共にスイッチ Q 2 の電流が増大した時にスイッチ Q 2 をオフさせる。

1

明 細 書
直流変換装置

技術分野

5 本発明は、高効率、小型、低ノイズな直流変換装置に関する。

背景技術

図1に従来のこの種の直流変換装置の回路構成図を示す。図1に示す直流変換装置において、直流電源 V_{dc1} にトランスTの1次巻線5a（巻数 n_1 ）を介して MOSFET（以下、FETと称する。）等からなる主スイッチQ1が接続され、1
10 次巻線5aの両端には、抵抗 R_2 及びスナバコンデンサ C_2 からなる並列回路とこの並列回路に直列に接続されたダイオードD3とが接続されている。主スイッチQ1は、制御回路100のPWM制御によりオン／オフするようになっている。

また、トランスTの1次巻線5aとトランスTの2次巻線5bとは互いに同相電圧が発生するように巻回されており、トランスTの2次巻線5b（巻数 n_2 ）には、
15 ダイオードD1、D2とリアクトル L_1 とコンデンサ C_4 とからなる整流平滑回路が接続されている。この整流平滑回路は、トランスTの2次巻線5bに誘起された電圧（オン／オフ制御されたパルス電圧）を整流平滑して直流出力を負荷 R_L に出力する。

制御回路100は、図示しない演算増幅器及びフォトカプラを有し、演算増幅器
20 は、負荷 R_L の出力電圧と基準電圧とを比較し、負荷 R_L の出力電圧が基準電圧以上となったときに、主スイッチQ1に印加されるパルスのオン幅を狭くするように制御する。すなわち、負荷 R_L の出力電圧が基準電圧以上となったときに、主スイッチQ1のパルスのオン幅を狭くすることで、出力電圧を一定電圧に制御するようになっている。

25 次に、このように構成された直流変換装置の動作を図2に示すタイミングチャートを参照しながら説明する。なお、図2では、主スイッチQ1の両端間の電圧 $Q1_v$ 、主スイッチQ1に流れる電流 $Q1_i$ 、主スイッチQ1をオン／オフ制御するQ1制御信号を示している。

まず、時刻 t_{31} において、Q1制御信号により主スイッチQ1がオンし、直流
30 電源 V_{dc1} からトランスTの1次巻線5aを介して主スイッチQ1に電流 $Q1_i$ が流れる。この電流は、時刻 t_{32} まで時間の経過とともに直線的に増大していく。また、1次巻線5aを流れる電流 $n_1 i$ も電流 $Q1_i$ と同様に時刻 t_{32} まで時間

の経過とともに直線的に増大していく。

なお、時刻 t_{31} から時刻 t_{32} では、1次巻線 5a の主スイッチ Q1 側が一側になり、且つ 1次巻線 5a と 2次巻線 5b とは同相になっているので、ダイオード D1 のアノード側が+側になるため、 $5b \rightarrow D1 \rightarrow L1 \rightarrow C4 \rightarrow 5b$ と電流が流れる。

次に、時刻 t_{32} において、主スイッチ Q1 は、Q1 制御信号により、オン状態からオフ状態に変わる。このとき、トランス T の 1次巻線 5a に誘起された励磁エネルギーの内、リーケージインダクタ L_g (2次巻線 5b と結合していないインダクタンス) の励磁エネルギーは、2次巻線 5b に伝送されないため、ダイオード D3 を介してスナバコンデンサ C2 に蓄えられる。

また、時刻 t_{32} ~ 時刻 t_{33} では、主スイッチ Q1 がオフであるため、電流 $Q1i$ 及び 1次巻線 5a を流れる電流 $n1i$ は零になる。なお、時刻 t_{32} から時刻 t_{33} では、 $L1 \rightarrow C4 \rightarrow D2 \rightarrow L1$ で電流が流れて、負荷 R_L に電力が供給される。

このような直流変換装置によれば、スナバ回路 (C2, R2) を挿入し、主スイッチ Q1 の電圧の時間的な変化を緩やかにすることで、スイッチングノイズを低減できると共に、トランス T のリーケージインダクタ L_g による主スイッチ Q1 へのサージ電圧を抑制することができる。

20 発明の開示

しかしながら、図 1 に示す直流変換装置にあつては、スナバコンデンサ C2 に充電された電荷を抵抗 R2 によって消費させるため、損失が増大した。この損失は、変換周波数に比例するため、小型化を目的として変換周波数を上昇させた場合には、損失が増大し、効率が低下する欠点があった。

また、トランス T の 1次巻線 5a に流れるトランス励磁電流は、図 4 に示すように、主スイッチ Q1 がオン時には直線的に正の値で増加していき、主スイッチ Q1 がオフ時には直線的に減少してゼロになる。即ち、トランス T の磁束は、図 3 に示すように、B-Hカーブの第 1 象限のみ ($\Delta B'$) 使用するため、トランス T のコアの利用率が低く、トランス T が大型化していた。

本発明は、トランスの小型化とスイッチのゼロ電圧スイッチングを可能とし、小型、高効率、低ノイズ化することができる直流変換装置を提供することにある。

本発明の第 1 の技術的側面によれば、直流変換装置は、直流電源に並列に接続さ

れ、トランスの1次巻線と第1スイッチとが直列に接続された第1直列回路と、前記トランスの1次巻線に並列に接続された可飽和リアクトルと、前記第1直列回路に接続され前記可飽和リアクトルに蓄積されたエネルギーを還流させる第1還流回路であって、第2スイッチとスナバコンデンサとが直列に接続されたものと、前記
5 トランスの2次巻線に並列に接続され、整流素子と平滑素子とが直列に接続された整流平滑回路と、前記第1スイッチと前記第2スイッチとを交互にオン／オフさせる制御回路とを有することを特徴とする。

本発明の第2の技術的側面によれば、直流変換装置は、第1の技術的側面に加えてさらに前記第1スイッチがオン時に電力を蓄え前記第1スイッチがオフ時に前記
10 電力を前記スナバコンデンサに供給する電力供給源をさらに有し、前記第1還流回路は前記第1スイッチまたは前記1次巻線のいずれかに並列に接続され、前記制御回路は前記第2スイッチの電流が増大した時に前記第2スイッチをオフさせることを特徴とする。

本発明の第3の技術的側面によれば、直流変換装置は、第1の技術的側面に加えてさらに、前記第1直列回路の前記第1スイッチは第3リアクトルを介して前記1
15 次巻線に接続され、前記トランスに接続され、前記第3リアクトルに蓄積されたエネルギーを前記トランスの2次側に還流させる第2還流回路を有することを特徴とする。

本発明の第4の技術的側面によれば、直流変換装置は、第1の技術的側面に加えて、前記第1スイッチがオン時に電力を蓄え前記第1スイッチがオフ時に前記電力を前記スナバコンデンサに供給する電力供給源をさらに有し、前記第1還流回路は前記第1スイッチまたは前記1次巻線のいずれかに並列に接続され、前記整流平滑回路は、前記整流素子を介して前記トランスの2次巻線に並列に接続される第2
20 整流素子と前記整流素子と前記平滑素子との間に接続された第4リアクトルとをさらに有し、前記制御回路は前記第2スイッチの電流が増大した時に前記第2スイッチをオフさせることを特徴とする。

本発明の第5の技術的側面によれば、直流変換装置は、第1の技術的側面に加えて、前記第1スイッチがオン時に電力を蓄え、前記第1スイッチがオフ時に前記電力を前記スナバコンデンサに供給する電力供給源をさらに有し、前記第1還流回路
30 は前記第1スイッチまたは前記1次巻線のいずれかに並列に接続され、前記整流平滑回路は、前記平滑素子と前記トランスの2次巻線との間に接続される第4リアクトルと、前記整流素子に並列に接続されかつ制御端子が前記2次巻線他端に接続

- された第3スイッチ及び該第3スイッチと、前記2次巻線との直列回路に並列に接続され且つ制御端子が前記2次巻線の一端に接続された第4スイッチと、前記第3スイッチを介して前記トランスの2次巻線に並列に接続される第2整流素子とを有し、前記制御回路は前記第2スイッチの電流が増大した時に前記第2スイッチをオフさせることを特徴とする。

図面の簡単な説明

- 図1は、従来の直流変換装置を示す回路構成図である。
- 図2は、従来の直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。
- 10 図3は、従来の直流変換装置に設けられたトランスのB-H特性を示す図である。
- 図4は、従来の直流変換装置に設けられたトランスの励磁電流のタイミングチャートである。
- 図5は、第1の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。
- 図6は、第1の実施の形態に係る直流変換装置に設けられたトランスの構造図で
- 15 ある。
- 図7は、第1の実施の形態に係る直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。
- 図8は、第1の実施の形態に係る直流変換装置のスイッチQ1のターンオン時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。
- 20 図9は、第1の実施の形態に係る直流変換装置に設けられたトランスのB-H特性を示す図である。
- 図10は、第1の実施の形態に係る直流変換装置に設けられた可飽和リアクトルの電流のタイミングチャートである。
- 図11は、第1の実施の形態に係る直流変換装置の第1実施例を示す回路構成図
- 25 である。
- 図12は、第1の実施の形態に係る直流変換装置の第1変更実施例を示す回路構成図である。
- 図13は、第1の実施の形態に係る直流変換装置の第2変更実施例を示す回路構成図である。
- 30 図14は、第2の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。
- 図15は、第3の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。
- 図16は、第3の実施の形態に係る直流変換装置の動作を説明するための図であ

る。

図17は、第3の実施の形態に係る直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。

図18は、第1の実施の形態または第2の実施の形態に係る直流変換装置において入力電圧が高い場合の各部における信号のタイミングチャートである。

図19は、第4の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。

図20は、第4の実施の形態に係る直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。

図21は、第4の実施の形態に係る直流変換装置のスイッチQ1のターンオン時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。

図22は、第4の実施の形態に係る直流変換装置の第1変更実施例を示す回路構成図である。

図23は、第4の実施の形態に係る直流変換装置の第2変更実施例を示す回路構成図である。

図24は、第5の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。

図25は、第3及び第5の実施の形態に係る直流変換装置に設けられたトランスの構造図である。

図26は、第6の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。

図27は、第6の実施の形態に係る直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。

図28は、第7の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。

図29は、第7の実施の形態に係る直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。

図30は、第8の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。

図31は、第8の実施の形態に係る直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。

図32は、第8の実施の形態に係る直流変換装置のスイッチQ1のターンオン時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。

図33は、第8の実施の形態に係る直流変換装置の第1実施例を示す回路構成図である。

図34は、第8の実施の形態に係る直流変換装置の第1変更実施例を示す回路構成図である。

図 3 5 は、第 8 の実施の形態に係る直流変換装置の第 2 変更実施例を示す回路構成図である。

図 3 6 は、第 9 の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。

図 3 7 は、第 9 の実施の形態に係る直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。

発明を実施するための最良の形態

以下、本発明に係る直流変換装置の実施の形態を図面を参照して詳細に説明する。

第 1 の実施の形態

- 10 第 1 の実施の形態に係る直流変換装置は、主スイッチをオンした時にトランスの 2 次巻線を介して直接に負荷に電力を供給し、主スイッチをオフした時にトランスの 1 次巻線に蓄えられた励磁エネルギーをスナバコンデンサに蓄え、補助スイッチをオンすることにより、トランスのコアの B-H カーブの第 1、第 3 象限を使い、かつ、励磁エネルギーの不足分を電力供給源から補うことにより、B-H カーブの
- 15 出発点を第 3 象限の下端にすると共に、トランスの 1 次巻線に、可飽和リアクトルを並列に接続することにより、補助スイッチのオン期間の終了間際で可飽和リアクトルを飽和させ、電流を増大させることにより、補助スイッチのオフ時の逆電圧の発生を急峻とし、主スイッチをゼロ電圧スイッチ動作させることを特徴とする。

また、トランス T の 2 次側には、ダイオード D 1 とコンデンサ C 4 とからなる整流平滑回路を設けたことを特徴とする。

20

図 5 は第 1 の実施の形態に係る直流変換装置の回路構成図である。図 5 に示す直流変換装置において、直流電源 V d c 1 の両端にはトランス T の 1 次巻線 5 a (巻数 n 1) と F E T からなる主スイッチとしてのスイッチ Q 1 (第 1 スイッチ) との直列回路 (第 1 直列回路) が接続されている。スイッチ Q 1 の両端にはダイオード

25 D 3 と共振用コンデンサ C 1 とが並列に接続されている。

トランス T の 1 次巻線 5 a の一端とスイッチ Q 1 の一端との接続点には F E T からなる補助スイッチとしてのスイッチ Q 2 (第 2 スイッチ) の一端が接続され、スイッチ Q 2 の他端はスナバコンデンサ C 3 を介して直流電源 V d c 1 の正極に接続されている。スナバコンデンサ C 3 とスイッチ Q 2 との直列回路は第 1 還流回路を

30 構成する。なお、スイッチ Q 2 の他端はスナバコンデンサ C 3 を介して直流電源 V d c 1 の負極に接続されていてもよい。

スナバコンデンサ C 3 の両端には、スイッチ Q 1 がオン時に電力を蓄えるととも

にスイッチQ 1がオフ時に蓄えられた電力をスナバコンデンサC 3に供給する電流源からなる電力供給源I d c 1が接続されている。

スイッチQ 2の両端にはダイオードD 4が並列に接続されている。スイッチQ 1, Q 2は、制御回路1 0のPWM制御により交互にオン/オフするが、共にオフとなる期間（デッドタイム）を有する。

トランスTの1次巻線5 aには、可飽和リアクトルS L 1が並列に接続されている。この可飽和リアクトルS L 1は、トランスTのコアの飽和特性を用いている。可飽和リアクトルS L 1には、正負の振れ幅の等しい交流電流が流れるため、磁束は、図9に示すB-Hカーブ上の原点(B, H) = (0, 0)を中心にして、第1象限と第3象限とに等しく増減する。

しかし、回路には損失を伴うため、磁束は完全に対称とはならず、第1象限が主体となる。また、コンデンサC 1を短時間で放電し電圧をゼロとする必要から、可飽和リアクトルS L 1またはトランスTの励磁インダクタンスを低くして、励磁電流を多くしている。

また、図9に示すように一定の正磁界Hに対して磁束BがB_mで飽和し、一定の負磁界Hに対して磁束Bが-B_mで飽和するようになっている。磁界Hは電流iの大きさに比例して発生する。なお、正確にはBは磁束密度であり、コアの断面積をSとして磁束 $\phi = B \cdot S$ で表現されるが、ここでは便宜上S=1として、 $\phi = B$ と表現している。この可飽和リアクトルS L 1では、B-Hカーブ上を磁束BがB_a → B_b → B_c → B_d → B_e → B_f → B_gと移動し、磁束の動作範囲が広範囲となっている。B-Hカーブ上のB_a-B_b間及びB_f-B_g間は飽和状態である。

トランスTのコアには、1次巻線5 aとこの巻線に対して同相の2次巻線5 b(巻数n₂)とが巻回されており、2次巻線5 bの一端はダイオードD 1のアノードに接続され、ダイオードD 1のカソードと2次巻線5 bの他端とはコンデンサC 4に接続されている。ダイオードD 1とコンデンサC 4とで整流平滑回路を構成する。このコンデンサC 4はダイオードD 1の整流電圧を平滑して直流出力を負荷R Lに出力する。

制御回路1 0は、スイッチQ 1とスイッチQ 2とを交互にオン/オフ制御し、負荷R Lの出力電圧が基準電圧以上となったときに、スイッチQ 1に印加されるパルスのオン幅を狭くし、スイッチQ 2に印加されるパルスのオン幅を広くするように制御する。すなわち、負荷R Lの出力電圧が基準電圧以上となったときに、スイッチQ 1のパルスのオン幅を狭くすることで、出力電圧を一定電圧に制御するように

なっている。

また、図8に示すように、制御回路10は、スイッチQ2の電流 $Q2i$ が増大した時刻にスイッチQ2をオフさせた後、スイッチQ1をオンさせる。制御回路10は、スイッチQ1をターンオンするときに、スイッチQ1の電圧がスイッチQ1と
5 並列に接続された共振用コンデンサC1と可飽和リアクトルSL1の飽和インダクタンスとの共振によりゼロ電圧となった時から所定期間中にスイッチQ1をオンさせる。

図6は第1の実施の形態に係る直流変換装置に設けられたトランスの構造図である。図6に示すトランスは、矩形状の外形を有するコア20を備え、コア20には
10 磁路21a、21b、21cを構成するように磁路の長手方向に平行に長形の間隙22a、22bが形成されている。コア20のコア部20aには、1次巻線5aと2次巻線5bとが巻回されている。リーケージインダクタを得るために、1次巻線5a、2次巻線5bを分割巻としている。

また、外周コア上で且つ1次巻線5aと2次巻線5bとの間の部分に対向する位置に、凹部20bが2箇所形成されている。この凹部20bにより、外周コアの磁路21b、21cの一部の断面積が他の部分よりも小さくなり、その部分のみが磁気飽和する。その結果、この飽和する1次巻線5aを、可飽和リアクトルSL1として兼用したときのコア損失を低減できる。

次にこのように構成された第1の実施の形態に係る直流変換装置の動作を図7、
20 図8及び図10に示すタイミングチャートを参照しながら説明する。図7は第1の実施の形態に係る直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。図8は第1の実施の形態に係る直流変換装置のスイッチQ1のターンオン時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。図9は第1の実施の形態に係る直流変換装置に設けられたトランスのB-H特性を示す図である。図10は第
25 1の実施の形態に係る直流変換装置に設けられた可飽和リアクトルの電流のタイミングチャートである。

なお、図7及び図8では、スイッチQ1の両端間の電圧 $Q1v$ 、スイッチQ1に流れる電流 $Q1i$ 、スイッチQ2の両端間の電圧 $Q2v$ 、スイッチQ2に流れる電流 $Q2i$ 、電力供給源Idc1に流れる電流 $Idc1i$ 、可飽和リアクトルSL1
30 に流れる電流 $SL1i$ を示している。

まず、時刻 t_1 （時刻 $t_{11} \sim t_{12}$ に対応）において、スイッチQ1をオンさせると、 $V_{dc1} \rightarrow 5a \rightarrow Q1 \rightarrow V_{dc1}$ で電流が流れる。また、この時刻に、トラ

ンスTの2次巻線5bにも電圧が発生し、 $5b \rightarrow D1 \rightarrow C4 \rightarrow 5b$ で電流が流れる。また、スイッチQ1をオンさせた時に、可飽和リアクトルSL1にも電流SL1iが流れて、可飽和リアクトルSL1のインダクタにエネルギーが蓄えられる。

この電流SL1iは、図10に示すように、時刻 t_1 で電流値a（負値）、時刻 t_{1b} で電流値b（負値）、時刻 t_{13} で電流値c（ゼロ）、時刻 t_2 で電流値d（正值）へと変化していく。図9に示すB-Hカーブ上では、磁束は、 $Ba \rightarrow Bb \rightarrow Bc \rightarrow Bd$ へと変化していく。本発明の方式による磁束の動作範囲 ΔB は図9に示すとおりで、B-Hカーブは飽和領域 H_s を有する。なお、図9に示す $Ba \sim Bg$ と図10に示す $a \sim g$ とは時刻が対応している。

次に、時刻 t_2 において、スイッチQ1をオフさせると、可飽和リアクトルSL1に蓄えられたエネルギーによりコンデンサC1が充電される。このとき、可飽和リアクトルSL1のインダクタンスとコンデンサC1とにより電圧共振が形成されて、コンデンサC1の電圧すなわちスイッチQ1の電圧 $Q1v$ が急激に上昇する。

そして、コンデンサC1の電位がコンデンサC3の電位と同電位となったとき、可飽和リアクトルSL1のエネルギーの放出により、ダイオードD4が導通し、ダイオード電流が流れて、コンデンサC3が充電されていく。また、このとき、スイッチQ2をオンさせることにより、スイッチQ2は、ゼロ電圧スイッチとなる。なお、電流SL1iは、時刻 t_2 から時刻 t_{20} において、電流値d（正值）から電流値e（ゼロ）に変化する。これに対応して、図9に示すB-Hカーブ上では、磁束は、 $Bd \rightarrow Be$ へと変化する。

また、可飽和リアクトルSL1のエネルギーの放出と同時に、電力供給源Idc1からのエネルギーがコンデンサC3に供給され、コンデンサC3が充電されていく。即ち、コンデンサC3には、電力供給源Idc1からのエネルギーと可飽和リアクトルSL1からのエネルギーとが加え合わせられる。そして、可飽和リアクトルSL1のエネルギーの放出と電力供給源Idc1からのエネルギーの放出とが終了すると、コンデンサC3の充電は停止する。

次に、時刻 $t_{20} \sim$ 時刻 t_3 において、コンデンサC3に蓄えられたエネルギーは、 $C3 \rightarrow Q2 \rightarrow SL1 \rightarrow C3$ に流れて、可飽和リアクトルSL1の磁束をリセットする。可飽和リアクトルSL1に並列に接続されたトランスTも同様に磁束が変化する。

この場合、時刻 $t_{20} \sim$ 時刻 t_3 においては、コンデンサC3に蓄えられたエネルギーが可飽和リアクトルSL1に帰還されるので、可飽和リアクトルSL1に流れ

る電流 $SL1i$ は、図10に示すように負値となる。即ち、電流 $SL1i$ は、時刻 t_{20} ～時刻 t_{2a} においては、電流値 e （ゼロ）から電流値 f （負値）に変化する。これに対応して、図9に示す $B-H$ カーブ上では、磁束は、 $B_e \rightarrow B_f$ へと変化していく。なお、時刻 t_2 から時刻 t_{20} における面積 S と時刻 t_{20} ～時刻 t_{2a} における面積 S とは等しい。この面積 S はコンデンサ $C3$ に蓄えられた可飽和リアクトル $SL1$ のエネルギーに相当する。

次に、電流 $SL1i$ は、時刻 t_{2a} ～時刻 t_3 においては、電流値 f （負値）から電流値 g （負値）に変化する。図9に示す $B-H$ カーブ上では、磁束は、飽和領域 H_s を $B_f \rightarrow B_g$ へと変化していく。時刻 t_{2a} ～時刻 t_3 における面積は、コンデンサ $C3$ に蓄えられた電力供給源 I_{dc1} のエネルギーに相当する。

即ち、コンデンサ $C3$ に蓄えられたエネルギーは、可飽和リアクトル $SL1$ のエネルギーと電力供給源 I_{dc1} のエネルギーとを合わせたものであるため、電流 $SL1i$ は、リセット時に電力供給源 I_{dc1} から供給されるエネルギー分だけ多くなるので、磁束は第3象限に移動して、飽和領域（ $B_f - B_g$ ）に達し、電流 $SL1i$ が増大し、時刻 t_3 （時刻 t_1 も同様）で最大となる。電流 $SL1i$ は、スイッチ $Q2$ のオン期間の終了間際で増大しており、可飽和リアクトル $SL1$ の飽和時の電流である。

また、この時刻 t_3 には、スイッチ $Q2$ の電流 $Q2i$ も最大となる。この時刻に、スイッチ $Q2$ をオフさせることにより、コンデンサ $C1$ の放電は急峻になり、短時間でゼロとなる。このとき、スイッチ $Q1$ をオンさせることにより、スイッチ $Q1$ はゼロ電圧スイッチを達成できる。

図11は第1の実施の形態に係る直流変換装置を示す詳細な回路構成図である。図11に示す第1実施例では、電力供給源 I_{dc1} がリアクトル（第1リアクトル） $L2$ とダイオード $D6$ との直列回路（第2直列回路）で構成したものである。この実施例によれば、スイッチ $Q1$ がオンしたときリアクトル $L2$ にエネルギーを蓄え、スイッチ $Q1$ がオフしたときにリアクトル $L2$ に蓄えられたエネルギーをコンデンサ $C3$ に供給して、コンデンサ $C3$ を充電する。なお、図11に示す電力供給源 I_{dc1} は軽負荷時に適している。

第1変更実施例

図12は第1の実施の形態に係る直流変換装置の第1変更実施例を示す回路構成図である。図12に示す第1変更実施例では、電力供給源 I_{dc1} をトランス T の1次巻線 $5a$ に直列に接続されたリアクトル（第2リアクトル） $L3$ で構成したも

のである。

この第1変更実施例によれば、スイッチQ1がオンした時には、電流がリアクトルL3を通して流れ、リアクトルL3にエネルギーを蓄える。スイッチQ1がオフした時には、このエネルギーは、 $L3 \rightarrow T \rightarrow D4 \rightarrow C3 \rightarrow L3$ で放出され、エネルギーの一部は、トランスTの2次巻線5bを介して負荷RLに供給されるとともに、コンデンサC3を充電する。なお、図12に示す電力供給源Idc1は重負荷時に適している。

第2変更実施例

図13は第1の実施の形態に係る直流変換装置の第2変更実施例を示す回路構成図である。図13に示す第2変更実施例では、図11に示す電力供給源Idc1であるリアクトルL2およびダイオードD6と、図12に示す電力供給源Idc1であるリアクトルL3とを組み合わせたものであるため、軽負荷時や重負荷時に対応可能である。

なお、リアクトルL3は、トランスTのリーケージインダクタで代用することができる。また、可飽和リアクトルSL1も、図6に示すような飽和特性の良好なコアをトランスに用いることによるトランスTの励磁インダクタンスで代用することもできる。また、本回路は、スイッチング周波数を固定周波数とし、PWM制御することにより、出力電圧を制御することができ、放送妨害等に簡単に対応できる。

以上説明したように、本実施形態によれば、ゼロ電圧スイッチングを達成でき、共振作用により電圧の立ち上り、立下がりも緩やかとなり、低ノイズ、高効率な直流変換装置を提供することができる。

また、トランスのコアの磁束利用率が向上し、装置を小型化することができる。

第2の実施の形態

図14は第2の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。第2の実施の形態に係る直流変換装置は、トランスTの2次側に2次巻線5bと3次巻線5cとを設け、2出力としたことを特徴とする。なお、トランスTの2次側に3以上の巻線を設け、3出力以上としてもよい。ここでは、2出力についてのみ説明する。

即ち、本実施形態に係る直流変換装置は図12に示す直流変換装置の構成に、さらに、トランスTのコアに巻回された3次巻線5cと、ダイオードD2、コンデンサC2、負荷RL2を設けている。3次巻線5cは2次巻線5bと同相に巻回されている。3次巻線5cの一端はダイオードD2のアノードに接続され、ダイオード

D 2のカソードと3次巻線5 cの他端とはコンデンサC 2に接続されている。ダイオードD 2とコンデンサC 2とで整流平滑回路を構成する。このコンデンサC 2はダイオードD 2の整流電圧を平滑して直流出力を負荷R L 2に出力する。

また、1次巻線5 aと2次巻線5 bとは疎結合され、また、1次巻線5 aと3次巻線5 cとは疎結合されている。例えば、巻線間をより離すことで疎結合とすることができる。2次巻線5 bと3次巻線5 cとは密結合されている。例えば、巻線間をより近接させることで密結合とすることができる。

制御回路1 0は、スイッチQ 1とスイッチQ 2とを交互にオン／オフ制御し、負荷R L 1の出力電圧が基準電圧以上となったとき、スイッチQ 1に印加されるパルスのオン幅を狭くし、スイッチQ 2に印加されるパルスのオン幅を広くするように制御する。すなわち、負荷R L 1の出力電圧が基準電圧以上となったとき、スイッチQ 1のパルスのオン幅を狭くすることで、各出力電圧を一定電圧に制御するようになっている。

なお、トランスTの1次側回路は第1の実施形態の第1変更実施例と同様の構成で、電力供給源I d c 1をトランスTの1次巻線5 aに直列に接続されたリアクトルL 3で構成している。

このように第2の実施の形態に係る直流変換装置によれば、2次巻線5 bからの電圧をダイオードD 1とコンデンサC 4とで整流平滑して直流電力を負荷R L 1に供給でき、また、3次巻線5 cからの電圧をダイオードD 2とコンデンサC 2とで整流平滑して直流電力を負荷R L 2に供給できる。

また、1次巻線5 aと2次巻線5 bとは疎結合されているので、1次側のリーケージインダクタは大きく、また、2次巻線5 bと3次巻線5 cとは密結合されているので、2次側のリーケージインダクタは小さい。このため、2次側の出力（2次巻線側の出力及び3次巻線側の出力）は、軽負荷及び重負荷に対して変動が小さくなり、負荷変動特性が良くなる。即ち、2次側のクロスレギュレーションが改善される。また、複数出力のクロスレギュレーションが良いことから、補助レギュレータを省略でき、回路を簡単化できる。

なお、2次側の複数出力として、図1 4に示す直流変換装置に、図1に示す直流変換装置の2次側回路（2次巻線5 b、ダイオードD 1、D 2、リアクトルL 1、コンデンサC 4）と同一構成の2次側回路（3次巻線5 c、ダイオードD 3、D 4、リアクトルL 2、コンデンサC 2）を追加した直流変換装置（図示せず）も可能である。

しかし、リアクトル L_1 、 L_2 が大きいため、リアクトル L_1 、 L_2 を同一コア上に巻回する方法もあるが、2次側のクロスレギュレーションが悪化する。2次巻線5bとリアクトル L_1 との巻数比、3次巻線5cとリアクトル L_2 との巻数比を合わせるのは巻数が少ないため難しい。

- 5 図14に示す第2の実施の形態では、リアクトル L_1 、リアクトル L_2 を用いず、2次側のリーケージインダクタは小さく、1次側2次側間のリーケージインダクタンスが大きいため、2次側のクロスレギュレーションが改善されるとともに、回路を簡単化できる。

10 第3の実施の形態

- 次に第3の実施の形態に係る直流変換装置を説明する。第1及び第2の実施の形態に係る直流変換装置では、スイッチとして、ノーマリオフタイプのMOSFET等を用いた。このノーマリオフタイプのスイッチは、電源がオフ時にオフ状態となるスイッチである。一方、SIT (static induction transistor、静電誘導トランジスタ) 等のノーマリオンタイプのスイッチは、電源がオフ時にオン状態となるスイッチである。このノーマリオンタイプのスイッチは、スイッチングスピードが速く、オン抵抗も低くスイッチング電源等の電力変換装置に使用した場合、理想的な素子であり、スイッチング損失を減少させ効率をさらに向上させることが期待できる。

- しかし、ノーマリオンタイプのスイッチング素子にあっては、電源をオンすると、
20 スwitchがオン状態であるため、スイッチが短絡する。このため、ノーマリオンタイプのスイッチを起動できず、特殊な用途以外には使用できない。

- そこで、第3の実施の形態に係る直流変換装置は、第1の実施の形態に係る直流変換装置の構成を有すると共に、スイッチQ1にノーマリオンタイプのスイッチを使用するために、交流電源オン時に、入力平滑コンデンサの突入電流を軽減する目的で挿入されている突入電流制限抵抗の電圧降下による電圧を、ノーマリオンタイプのスイッチの逆バイアス電圧に使用し、電源オン時の問題をなくす構成を追加したことを特徴とする。

- 図15は第3の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。図15に示す直流変換装置は、図11に示す第1の実施の形態に係る直流変換装置の構成を有すると共に、交流電源Vac1から入力される交流電圧を全波整流回路（入力整流回路）B1で整流して、得られた電圧を別の直流電圧に変換して出力するもので、全波整流回路B1の一方の出力端P1と他方の出力端P2との間には、入力平

滑コンデンサC 5と突入電流制限抵抗R 1とからなる直列回路が接続されている。
なお、交流電源V a c 1及び全波整流回路B 1は、図1 1に示す直流電源V d c 1
に対応する。

全波整流回路B 1の一方の出力端P 1には、トランスTの1次巻線5 aを介して
5 S I T等のノーマリオンタイプのスイッチQ 1 nが接続され、スイッチQ 1 nは、
制御回路1 1のPWM制御によりオン／オフする。なお、スイッチQ 1 n以外のス
イッチQ 2は、ノーマリオフタイプのスイッチである。

また、突入電流制限抵抗R 1の両端にはスイッチS 1が接続されている。このス
イッチS 1は、例えばノーマリオフタイプのM O S F E T, B J T (バイポーラ接
10 合トランジスタ)等の半導体スイッチであり、制御回路1 1からの短絡信号により
オン制御される。

突入電流制限抵抗R 1の両端には、コンデンサC 6と抵抗R 2とダイオードD 5
とからなる起動電源部1 2が接続されている。この起動電源部1 2は、突入電流制
限抵抗R 1の両端に発生する電圧を取り出し、コンデンサC 6の両端電圧をスイッ
15 チQ 1 nのゲートへの逆バイアス電圧として使用するために、制御回路1 1の端子
aに出力する。また、入力平滑コンデンサC 5に充電された充電電圧を制御回路1
1に供給する。

制御回路1 1は、交流電源V a c 1をオンしたときに、コンデンサC 6から供給
された電圧により起動し、制御信号として端子bからスイッチQ 1 nのゲートに逆
20 バイアス電圧を出力し、スイッチQ 1 nをオフさせる。この制御信号は、例えば、
−1 5 Vと0 Vとのパルス信号からなり、−1 5 Vの電圧によりスイッチQ 1 nが
オフし、0 Vの電圧によりスイッチQ 1 nがオンする。

制御回路1 1は、入力平滑コンデンサC 5の充電が完了した後、端子bから制御
信号として0 Vと−1 5 Vとのパルス信号をスイッチQ 1 nのゲートに出力し、ス
25 イッチQ 1 nをスイッチング動作させる。制御回路1 1は、スイッチQ 1 nをスイ
ッチング動作させた後、所定時間経過後にスイッチS 1のゲートに短絡信号を出力
し、スイッチS 1をオンさせる。

また、トランスTに設けられた補助巻線5 d (巻数n 4)の一端は、スイッチQ
1 nの一端とコンデンサC 7の一端と制御回路1 1とに接続され、補助巻線5 dの
30 他端は、ダイオードD 7のカソードに接続され、ダイオードD 7のアノードはコン
デンサC 7の他端及び制御回路1 1の端子cに接続されている。補助巻線5 dとダ
イオードD 7とコンデンサC 7とは通常動作電源部1 3を構成し、この通常動作電

源部 13 は、補助巻線 5 d で発生した電圧をダイオード D 7 及びコンデンサ C 7 を介して制御回路 11 に供給する。

次にこのように構成された第 3 の実施の形態に係る直流変換装置の動作を図 15 乃至図 17 を参照しながら説明する。

- 5 なお、図 17 において、 V_{ac1} は、交流電源 V_{ac1} の交流電圧を示し、入力電流は、交流電源 V_{ac1} に流れる電流を示し、 $R1V$ は、突入電流制限抵抗 $R1$ に発生する電圧を示し、 $C5V$ は、入力平滑コンデンサ $C5$ の電圧を示し、 $C6V$ は、コンデンサ $C6$ の電圧を示し、出力電圧は、コンデンサ $C4$ の電圧を示し、制御信号は、制御回路 11 の端子 b からスイッチ $Q1n$ のゲートへ出力される信号を示す。

- 10 まず、時刻 $t0$ において、交流電源 V_{ac1} を印加（オン）すると、交流電源 V_{ac1} の交流電圧は全波整流回路 B 1 で全波整流される。このとき、ノーマリオンタイプのスイッチ $Q1n$ は、オン状態であり、スイッチ $S1$ は、オフ状態である。このため、全波整流回路 B 1 からの電圧は、入力平滑コンデンサ $C5$ を介して突入
15 電流制限抵抗 $R1$ に全て印加される（図 16 中の①）。

- この突入電流制限抵抗 $R1$ に発生した電圧は、ダイオード $D5$ 、抵抗 $R2$ を介してコンデンサ $C6$ に蓄えられる（図 16 中の②）。ここで、コンデンサ $C6$ の端子 f 側が例えば零電位となり、コンデンサ $C6$ の端子 g 側が例えば負電位となる。このため、コンデンサ $C6$ の電圧は、図 17 に示すように、負電圧（逆バイアス電圧）
20 となる。このコンデンサ $C6$ の負電圧が端子 a を介して制御回路 11 に供給される。

そして、コンデンサ $C6$ の電圧が、スイッチ $Q1n$ のスレッシュホールド電圧 THL になった時点（図 17 の時刻 $t1$ ）で、制御回路 11 は、端子 b から $-15V$ の制御信号をスイッチ $Q1n$ のゲートに出力する（図 16 中の③）。このため、スイッチ $Q1n$ は、オフ状態となる。

- 25 すると、全波整流回路 B 1 からの電圧により、入力平滑コンデンサ $C5$ は、充電されて（図 16 中の④）、入力平滑コンデンサ $C5$ の電圧が上昇していき、入力平滑コンデンサ $C5$ の充電が完了する。

- 次に、時刻 $t2$ において、制御回路 11 は、スイッチング動作を開始させる。始めに、端子 b から $0V$ の制御信号をスイッチ $Q1n$ のゲートに出力する（図 16 中
30 の⑤）。このため、スイッチ $Q1n$ は、オン状態となるため、全波整流回路 B 1 の一方の出力端 P 1 からトランス T の 1 次巻線 5 a を介してスイッチ $Q1n$ に電流が流れて（図 16 中の⑥）、トランス T の 1 次巻線 5 a にエネルギーが蓄えられる。この

とき、2次巻線5bにも電圧が発生し、5b→D1→C4→5bで電流が流れるため、負荷RLに電力が供給される。

また、トランスTの1次巻線5aと電磁結合している補助巻線5dにも電圧が発生し、発生した電圧は、ダイオードD7及びコンデンサC7を介して制御回路115に供給される(図16中の⑦)。このため、制御回路11が動作を継続することができるので、スイッチQ1nのスイッチング動作を継続して行うことができる。

次に、時刻t3において、端子bから-15Vの制御信号をスイッチQ1nのゲートに出力する。このため、時刻t3にスイッチQ1nがオフする。また、時刻t3に可飽和リアクトルSL1のインダクタンスと共振用コンデンサC1による共振を起こし、スイッチQ1nの電圧は上昇していき、スイッチQ2の電圧は下降していく。

また、時刻t3に制御回路11から短絡信号をスイッチS1に出力すると、スイッチS1がオンして(図16中の⑧)、突入電流制限抵抗R1の両端が短絡される。このため、突入電流制限抵抗R1の損失を減ずることができる。

15 なお、時刻t3は、交流電源Vac1をオンしたとき(時刻t0)からの経過時間として設定され、例えば入力平滑コンデンサC5と突入電流制限抵抗R1との時定数($\tau = C5 \cdot R1$)の約5倍以上の時間に設定される。以後、スイッチQ1nはオン/オフによるスイッチング動作を繰り返す。スイッチQ1nがスイッチング動作を開始した後は、スイッチQ1n及びスイッチQ2は、図11に示す第1の実施の形態に係る直流変換装置のスイッチQ1及びQ2の動作、即ち、図7、図8
20 に示すタイミングチャートに従った動作と同様に動作する。

このように第3の実施の形態に係る直流変換装置によれば、第1の実施の形態の効果が得られるとともに、制御回路11は、交流電源Vac1がオンされたときに突入電流制限抵抗R1に発生した電圧によりスイッチQ1nをオフさせ、入力平滑
25 コンデンサC5が充電された後、スイッチQ1nをオン/オフさせるスイッチング動作を開始させるので、電源オン時においてノーマリオンタイプのスイッチを適切に起動できないという問題もなくなる。従って、ノーマリオンタイプの半導体スイッチが使用可能となり、損失の少ない、即ち、高効率な直流変換装置を提供することができる。

30 なお、第3の実施の形態の装置では、第1の実施の形態の装置にノーマリオン回路を追加した例を説明したが、ノーマリオン回路は、例えば、第2の実施の形態の装置に追加しても良い。

第4の実施の形態

次に第4の実施の形態に係る直流変換装置を説明する。第1及び第2の実施の形態に係る直流変換装置では、図18に示すタイミングチャートのように、入力電圧5
5 が高い場合(i i)、即ち入力電圧の変動が非常に大きい場合には、スイッチQ1の電流Q1 iの傾斜が急峻となり、ピーク電流が増大し、オン幅が非常に短くなる場合がある。この問題を改善するためには、1次側のリアクトルL3(例えば1次2次巻線間のリーケージインダクタ)のインダクタンスを増大させることが好ましい。

ただし、スイッチQ1がオン時にリアクトルL3に蓄えられたエネルギーは、ス
10 イッチQ1がオフ時にはスナバコンデンサC3に蓄えられ、スイッチQ1が次にオン時するときに入力に帰還される。このため、リアクトルL3に蓄えられるエネルギーが大きくなり、効率が低下する。従って、入力電圧の変化範囲が広い場合には、入力電圧の高い方におけるスイッチQ1のピーク電流が増大し、入力への帰還も多くなり、効率が大幅に低下する。

15 第4の実施の形態の直流変換装置は、トランスの1次巻線に直列に接続されるリアクトルのインダクタンスの値を大きくし、スイッチQ1がオン時にリアクトルに蓄えられるエネルギーを2次側に還流する第2還流回路を付加するために補助トランスを設けている。

図19は第4の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。図19
20 に示す第4の実施の形態に係る直流変換装置は、図5に示す第1の実施の形態に係る直流変換装置に対して、トランスT及びトランスTの周辺回路が異なるので、主としてその部分についてのみ説明する。

トランスTの1次巻線5aの一端にはリアクトル(第3リアクトル)L4の一端が接続され、リアクトルL4の他端はスイッチQ1の一端に接続されている。トラ
25 ンスTの1次巻線5aの他端(●印の側)には補助トランスTbの1次巻線5a2(巻数がn1)の一端(●印の側)が接続され、補助トランスTbの1次巻線5a2の他端はリアクトルL4の他端に接続されている。したがって、可飽和リアクトルSL1はリアクトルL4を介して一次巻線5aに並列に接続される。また、一次巻線5aとスイッチQ1はリアクトルL4を介して直列回路を構成し直流電源Vd
30 c1に並列に接続される。

また、トランスTの2次巻線5bの他端(●印の側)には補助トランスTbの2次巻線5b2(巻数がn2)の一端(●印の側)が接続され、補助トランスTbの

2次巻線5b2の他端はダイオードD42のアノードに接続され、ダイオードD42のカソードはダイオードD1のカソード及びコンデンサC4の一端に接続されている。コンデンサC4の他端はトランスTの2次巻線5bの一端に接続されている。補助トランスTbは、スイッチQ1がオン時にリアクトルL4に蓄えられたエネルギーをスイッチQ1がオフ時に2次側に還流させるようになっている。

次にこのように構成された第4の実施の形態に係る直流変換装置の動作を図19、図20及び図21に示すタイミングチャートを参照しながら説明する。図20は第4の実施の形態に係る直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。図21は第4の実施の形態に係る直流変換装置のスイッチQ1のターンオン時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。

なお、図20及び図21では、スイッチQ1の両端間の電圧Q1v、スイッチQ1に流れる電流Q1i、スイッチQ2の両端間の電圧Q2v、スイッチQ2に流れる電流Q2i、可飽和リアクトルSL1に流れる電流SL1iを示す。

まず、時刻t1において、スイッチQ1をオンさせると、第1の実施の形態と同様に、Vdc1→5a→L4→Q1→Vdc1で電流が流れる。また、この時刻に、トランスTの2次巻線5bにも電圧が発生し、第1の実施の形態と同様に、5b→D1→C4→5bで電流が流れる。このため、図20に示すように、時刻t1～t2において、ダイオードD1の電流が直線的に増大する。

次に、時刻t2において、スイッチQ1をオフさせると、第1の実施の形態と同様にエネルギー留保要素としての可飽和リアクトルSL1および電力供給源Idc1に蓄えられていたエネルギーがコンデンサC3に充電される。さらに、リアクトルL4に蓄えられたエネルギーは、補助トランスTbを介して2次側に還流される。即ち、L4→5a2→5a→L4で電流が流れると、2次側では、補助トランスTbの2次巻線5b2に電圧が誘起されるため、5b2→D42→C4→5b→5b2と電流が流れる。このため、図20に示すように、時刻t2～t3において、ダイオードD42に電流が流れる。

ここで、スイッチQ1がオフ時のトランスTの1次巻線5aの電圧をV11とし、補助トランスTbの1次巻線5a2の電圧をV21とし、リアクトルL4の電圧をV12とすると、式(1)が成立する。

$$V11 + V12 = V21 \quad \dots (1)$$

さらに、トランスTと補助トランスTbとの巻数比をaとすれば、式(1)から次の式(2)が導出される。

$$aV_{21} - aV_{11} = aV_{12} \cdots (2)$$

従って、 aV_{12} の電圧、つまり、リアクトル L_4 の巻数比倍の電圧がダイオード D_{42} で整流されてコンデンサ C_4 に供給される。

このように、トランス T の1次巻線 $5a$ に直列に接続されるリアクトル L_4 のインダクタンスの値を大きくし、スイッチ Q_1 がオン時に蓄えられるエネルギーを補助トランス T_b を介して2次側に還流するため、効率がさらに改善される。また、ダイオード D_1 及びダイオード D_{42} により、スイッチ Q_1 のオン、オフ期間に2次側電流が流れて連続的となる。このため、平滑コンデンサ C_4 のリプル電流も減少する。

- 10 また、トランス T の1次巻線 $5a$ に並列に可飽和リアクトル SL_1 が接続され、電力供給源 I_{dc1} が設けられているので、ゼロ電圧スイッチ動作を行うことができる。このゼロ電圧スイッチ動作は、第1の実施の形態に係る直流変換装置におけるゼロ電圧スイッチ動作と同一であるので、ここではその説明は省略する。

第1変更実施例

- 15 図22は第4の実施の形態の第1変更実施例に係る直流変換装置の詳細な回路構成図である。図22に示す第1変更実施例では、トランス T に1次巻線 $5a$ （巻数 n_1 ）と2次巻線 $5b$ （巻数 n_2 ）と3次巻線 $5c$ （巻数 n_3 、補助トランス T_b の2次巻線 $5b_2$ に対応）とが巻回されている。1次巻線 $5a$ と2次巻線 $5b$ とは同相に巻回され、1次巻線 $5a$ と3次巻線 $5c$ とは逆相に巻回されている。
- 20 本実施例では、トランス T の2次巻線 $5b$ を1次巻線 $5a$ と疎結合させ、1次巻線 $5a$ 及び2次巻線 $5b$ 間のリーケージインダクタにより、トランス T に直列に接続されたリアクトル L_4 を代用している。即ち、1次巻線 $5a$ 及び2次巻線 $5b$ 間のリーケージインダクタを図19のリアクトル L_4 とすることにより2次側へのエネルギー還流を実現している。これにより、図19に示した補助トランス T_b を図
- 25 22に示したトランス T に結合することができる。補助トランス T_b をトランス T に結合したトランスの構成例を図25において後述する。

- また、本実施例では、電力供給源 I_{dc1} がリアクトル L_2 とダイオード D_6 との直列回路（第2直列回路）で構成したものである。この電力供給源 I_{dc1} の動作及び効果は第1の実施の形態に係る直流変換装置の図11に係る実施例の動作及び
- 30 効果と同一であるので、ここではその説明は略する。

第2変更実施例

図23は第4の実施の形態に係る直流変換装置の第2変更実施例を示す回路構成

図である。図 2 3 に示す第 2 変更実施例は、図 2 2 に示す実施例の構成に対して、電力供給源 I d c 1 の構成のみが異なる。即ち、本実施例では、電力供給源 I d c 1 がトランス T の 1 次巻線 5 a に直列に接続されたリアクトル L 3 で構成したものである。この電力供給源 I d c 1 の動作及び効果は第 1 の実施の形態に係る直流変換装置の第 1 変更実施例の動作及び効果と同一であるので、ここではその説明は略する。

また、図 2 2 に示す電力供給源 I d c 1 であるリアクトル L 2 とダイオード D 6 と、図 2 3 に示す電力供給源 I d c 1 であるリアクトル L 3 とを組み合わせてもよく、この場合には軽負荷時や重負荷時に対応可能である。

10 なお、リアクトル L 3 は、トランス T のリーケージインダクタで代用することができる。また、可飽和リアクトル S L 1 も、図 2 5 に示すような飽和特性の良好なコアをトランスに用いることによるトランス T の励磁インダクタンスで代用することもできる。また、本回路は、スイッチング周波数を固定周波数とし、PWM制御することにより、出力電圧を制御することができるので、放送妨害等に簡単に対応
15 できる。

第 5 の実施の形態

次に第 5 の実施の形態に係る直流変換装置を説明する。図 2 4 は第 5 の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。第 5 の実施の形態に係る直流変換
20 装置は、トランス T の 2 次側に 2 次巻線 5 b と 4 次巻線 5 d とを設け、2 出力としたことを特徴とする。なお、トランス T の 2 次側に 3 以上の巻線を設け、3 出力以上としてもよい。ここでは、2 出力についてのみ説明する。

即ち、本実施形態に係る直流変換装置は図 2 3 に示す直流変換装置の構成に、さらに、トランス T のコアに巻回された 4 次巻線 5 d と、ダイオード D 5 5、コンデンサ C 2、負荷 R L 2 を設けている。4 次巻線 5 d は 2 次巻線 5 b と同相に巻回されている。4 次巻線 5 d の一端はダイオード D 5 5 のアノードに接続され、ダイオード D 5 5 のカソードと 4 次巻線 5 d の他端とはコンデンサ C 2 に接続されている。ダイオード D 5 5 とコンデンサ C 2 とで整流平滑回路を構成する。このコンデンサ C 2 はダイオード D 5 5 の整流電圧を平滑して直流出力を負荷 R L 2 に出力する。

30 また、1 次巻線 5 a と 4 次巻線 5 d とは疎結合されている。例えば、巻線間をより離すことで疎結合とすることができる。2 次巻線 5 b と 4 次巻線 5 d とは密結合されている。例えば、巻線間をより近接させることで密結合とすることができる。

制御回路10は、スイッチQ1とスイッチQ2とを交互にオン／オフ制御し、負荷RL1の出力電圧が基準電圧以上となったとき、スイッチQ1に印加されるパルスのオン幅を狭くし、スイッチQ2に印加されるパルスのオン幅を広くするように制御する。すなわち、負荷RL1の出力電圧が基準電圧以上となったとき、スイッチQ1のパルスのオン幅を狭くすることで、各出力電圧を一定電圧に制御するようになっている。

このように第5の実施の形態に係る直流変換装置によれば、2次巻線5bからの電圧をダイオードD1とコンデンサC4とで整流平滑して直流電力を負荷RL1に供給でき、また、4次巻線5dからの電圧をダイオードD55とコンデンサC2とで整流平滑して直流電力を負荷RL2に供給できる。

また、1次巻線5aと2次巻線5bとは疎結合されているので、1次側のリーケージインダクタンスは大きく、また、2次巻線5bと4次巻線5dとは密結合されているので、2次側のリーケージインダクタンスは小さい。このため、2次側の出力（2次巻線側の出力及び4次巻線側の出力）は、軽負荷時及び重負荷時に対して変動が小さくなり、負荷変動特性が良くなる。即ち、2次側のクロスレギュレーションが改善される。また、複数出力のクロスレギュレーションが良いことから、補助レギュレータを省略でき、回路を簡単化できる。

図25は第4及び第5の実施の形態に係る直流変換装置に設けられたトランスの構造図である。図25に示すトランスは、略矩形状の外形を有するコア30を備え、コア30には磁路31a、31b、31cを構成するように磁路の長手方向に平行に長形の間隙32a、32bが形成されている。コア30のコア部30aには、1次巻線5aと3次巻線5cとが近接して巻回されている。これにより、1次及び3次巻線間にわずかなリーケージインダクタを持たせ、このリーケージインダクタをリアクトルL3の代替としている。また、磁路31bを規定するコア30にはパスコア30cとギャップ31が形成され、磁路31cを規定する外周コアには2次巻線5bが巻回されている。なお、4次巻線5dは2次巻線5bに近接して巻回されている。即ち、パスコア30cにより、1次巻線5aと2次巻線5b（4次巻線5dも同じ）を疎結合させることにより、リーケージインダクタを大きくしている。この大きなリーケージインダクタンスをリアクトルL4の代替としている。

また、外周コア上で且つ1次巻線5aと2次巻線5bとの間に、凹部30bが2箇所形成されている。この凹部30bにより、外周コアの磁路の一部の断面積が他の部分よりも狭くなり、その部分のみが飽和するので、コア損失を低減できる。こ

の飽和する1次巻線5aを、可飽和リアクトルSL1として兼用することができる。

このように、トランスTのコアの形状と巻線の工夫により、トランスTとリアクトルL4のエネルギーを2次側に帰還する補助トランスTbとを一つのコア30に結合し、バスコア30cを設けることにより、大きなリーケージインダクタを得て、

- 5 トランス部分とリアクトルとを結合したので、直流変換装置を小型化、低価格化することができる。

第6の実施の形態

- 次に第6の実施の形態に係る直流変換装置を説明する。図26は第6の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。第6の実施の形態に係る直流変換装置は、トランスの2次側回路に同期整流器を採用したもので、トランスの出力波形が矩形波であるため、同期整流時の導通割合を増大することにより、低出力電圧時の整流器の損失を低減して高効率化することを特徴とする。

- 図26に示す本実施形態に係る直流変換装置は、図23に示す第4の実施の形態の第2変更実施例に係る直流変換装置に対して、トランスTの2次側回路の構成が異なるのみでその他の構成は同一構成であるので、同一部分には同一符号を付し、トランスTの2次側回路の構成のみを説明する。なお、1次巻線5aと2次巻線5bとは疎結合され、また、2次巻線5bと3次巻線5cとは密結合されている。

- トランスTの2次巻線5bの一端（●印の側）は、コンデンサC4の一端に接続され、トランスTの2次巻線5bの他端は、FETからなるスイッチ（第3スイッチ）Q3を介してコンデンサC4の他端に接続されている。トランスTの3次巻線5cの一端（●印の側）は、FETからなるスイッチ（第4スイッチ）Q4を介してコンデンサC4の他端に接続されている。トランスTの3次巻線5cの他端はトランスTの2次巻線5bの他端に接続されている。

- 25 また、トランスTの3次巻線5cの一端は、スイッチQ3のゲートに接続され、トランスTの3次巻線5cの他端は、スイッチQ4のゲートに接続されている。スイッチQ3にはダイオードD61が並列に接続され、スイッチQ4にはダイオードD62が並列に接続されている。これらの素子により同期整流回路を構成している。コンデンサC4は、平滑回路を構成している。この整流平滑回路は、トランスTの2次巻線5b及び3次巻線5cに誘起された電圧（オン／オフ制御されたパルス電圧）を整流平滑して直流出力を負荷RLに出力する。

次に、このように構成された第6の実施の形態に係る直流変換装置の動作を図2

7に示すタイミングチャートを参照しながら説明する。なお、図27において、 $Q1v$ はスイッチ $Q1$ の両端（ドレイン－ソース）間電圧、 $Q1i$ はスイッチ $Q1$ に流れる電流（ドレイン電流）、 $Q2v$ はスイッチ $Q2$ の両端間電圧、 $Q2i$ はスイッチ $Q2$ に流れる電流、 $Q3i$ はスイッチ $Q3$ に流れる電流、 $Q4i$ はスイッチ $Q4$ に流れる電流、 $SL1i$ は可飽和リアクトル $SL1$ に流れる電流、 VT はトランス T の2次巻線5bの両端電圧を示している。

まず、期間 $T1$ （期間 $T8$ も同じ、図20の時刻 t_0 ～時刻 t_1 、図20の時刻 t_2 ～時刻 t_3 に対応）では、スイッチ $Q1$ がオフで、スイッチ $Q2$ がオンである。このため、スイッチ $Q2$ に電流が流れ、スイッチ $Q1$ には電流は流れない。このとき、
10 トランス T の1次2次巻線間のリーケージインダクタに蓄えられたエネルギーにより、3次巻線5cにも電圧（3次巻線5cの●印の側が－で他端側が＋）が発生する。このため、スイッチ $Q4$ のゲートには正電圧が印加されてオンし、スイッチ $Q3$ のゲートには負電圧が印加されてオフする。そして、 $5c \rightarrow 5b \rightarrow C4 \rightarrow Q4 \rightarrow 5c$ で電流が流れ、負荷 RL に出力電圧が発生する。

15 次に、期間 $T2$ から期間 $T4$ （図20の時刻 t_1 に対応）では、スイッチ $Q2$ がオン状態からオフ状態に変わり、スイッチ $Q1$ がオフ状態からオン状態に変わる。このため、可飽和リアクトル $SL1$ の飽和インダクタンスとリアクトル $L3$ のインダクタンスとコンデンサ $C1$ とにより共振を起こす。この共振によりスイッチ $Q1$ の電圧が下降し、スイッチ $Q2$ の電圧が上昇する（期間 $T2$ ）。そして、スイッチ $Q1$ の電圧がゼロ電圧近傍で（期間 $T3$ ）スイッチ $Q1$ をオンし、スイッチ $Q1$ の電流が流れる（期間 $T4$ ）。
20

次に、期間 $T5$ （図20の時刻 t_1 ～時刻 t_2 に対応）では、スイッチ $Q1$ がオンで、スイッチ $Q2$ がオフである。このとき、直流電源 $Vdc1$ からトランス T の1次巻線5aを介してスイッチ $Q1$ に電流が流れて、1次巻線5aにエネルギー（1
25 次巻線5aの●印の側が＋で他端側が－）が蓄積される。このエネルギーにより2次巻線5b及び3次巻線5cにも電圧（2次巻線5b及び3次巻線5cの●印の側が＋で他端側が－）が発生する。このため、スイッチ $Q3$ のゲートには正電圧が印加されてオンし、スイッチ $Q4$ のゲートには負電圧が印加されてオフする。そして、 $5b \rightarrow C4 \rightarrow Q3 \rightarrow 5b$ と電流が流れて、負荷 RL に直流電力が供給される。また、
30 スwitch $Q1$ をオンさせた時に、可飽和リアクトル $SL1$ にも電流 $SL1i$ が流れて、可飽和リアクトル $SL1$ のインダクタにエネルギーが蓄えられる。

次に、期間 $T6$ （図20の時刻 t_2 に対応）では、スイッチ $Q1$ は、オン状態か

らオフ状態に変わる。この期間T 6では、可飽和リアクトルS L 1のインダクタンスとリアクトルL 3のインダクタンスと共振用コンデンサC 1とにより共振を起こし、この共振によりスイッチQ 1の電圧が急激に上昇する。

次に、期間T 7（図20の時刻 t_2 に対応）では、ダイオードD 4は、スイッチ
5 Q 1がオフした後にオンしてダイオードD 4に電流が流れ、可飽和リアクトルS L 1のエネルギー及びリアクトルL 3のエネルギーは、ダイオードD 4を介してスナバコンデンサC 3に蓄えられる。そして、ダイオードD 4のオン期間にスイッチQ 2をオンさせることにより、スイッチQ 2はゼロ電圧スイッチとなる。

このように、第6の実施の形態に係る直流変換装置によれば、第4の実施の形態
10 の効果が得られるとともに、トランスTの2次側回路に同期整流器を用いているので、トランスの出力波形が矩形波であるため、同期整流素子のゲートに矩形波を印加させることによりほぼ全期間導通させ、並列に接続されたダイオードに電流が流れず損失なく整流できる。このため、5 V、3.3 Vのような低出力電圧時に効果がある。

15

第7の実施の形態

次に第7の実施の形態に係る直流変換装置を説明する。第7の実施の形態に係る
直流変換装置は、第4の実施の形態に係る直流変換装置の構成を有すると共に、第
3の実施形態と同様にスイッチQ 1にノーマリオンタイプのスイッチを使用するた
20 めに、交流電源オン時に、入力平滑コンデンサの突入電流を軽減する目的で挿入
されている突入電流制限抵抗の電圧降下による電圧を、ノーマリオンタイプのスイ
ッチの逆バイアス電圧に使用し、電源オン時の問題を解決する構成を追加したことを
特徴とする。

図28は第7の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。図28
25 に示す直流変換装置は、図22に示す第4の実施の形態に係る直流変換装置の第1
変更実施例の構成を有すると共に、図15に示す第3の実施形態と同様に交流電源
V a c 1から入力される交流電圧を全波整流回路（入力整流回路）B 1で整流して、
得られた電圧を別の直流電圧に変換して出力する。また、全波整流回路B 1の一方
の出力端P 1と他方の出力端P 2との間には、入力平滑コンデンサC 5と突入電流
30 制限抵抗R 1とからなる直列回路が接続されている。なお、交流電源V a c 1及び
全波整流回路B 1は、図22に示す直流電源V d c 1に対応する。

全波整流回路B 1の一方の出力端P 1には、トランスTの1次巻線5 aを介して

S I T等のノーマリオンタイプのスイッチQ 1 nが接続され、スイッチQ 1 nは、制御回路1 1のPWM制御によりオン／オフする。なお、スイッチQ 1 n以外のスイッチQ 2は、ノーマリオフタイプのスイッチである。

また、突入電流制限抵抗R 1の両端にはスイッチS 1が接続されている。このス
5 イッチS 1は、例えばノーマリオフタイプのMOSFET, BJT（バイポーラ接合トランジスタ）等の半導体スイッチであり、制御回路1 1からの短絡信号によりオン制御される。

突入電流制限抵抗R 1の両端には、コンデンサC 6と抵抗R 2とダイオードD 5
とからなる起動電源部1 2が接続されている。この起動電源部1 2は、突入電流制
10 限抵抗R 1の両端に発生する電圧を取り出し、コンデンサC 6の両端電圧をスイッチQ 1 nのゲートへの逆バイアス電圧として使用するために、制御回路1 1の端子aに出力する。また、入力平滑コンデンサC 5に充電された充電電圧を制御回路1 1に供給する。

制御回路1 1は、交流電源V a c 1をオンしたときに、コンデンサC 6から供給
15 された電圧により起動し、制御信号として端子bからスイッチQ 1 nのゲートに逆バイアス電圧を出力し、スイッチQ 1 nをオフさせる。この制御信号は、例えば、 -15 V と 0 V とのパルス信号からなり、 -15 V の電圧によりスイッチQ 1 nがオフし、 0 V の電圧によりスイッチQ 1 nがオンする。

制御回路1 1は、入力平滑コンデンサC 5の充電が完了した後、端子bから制御
20 信号として 0 V と -15 V とのパルス信号をスイッチQ 1 nのゲートに出力し、スイッチQ 1 nをスイッチング動作させる。制御回路1 1は、スイッチQ 1 nをスイッチング動作させた後、所定時間経過後にスイッチS 1のゲートに短絡信号を出力し、スイッチS 1をオンさせる。

また、トランスTに設けられた補助巻線5 d（巻数n 4）の一端は、スイッチQ
25 1 nの一端とコンデンサC 7の一端と制御回路1 1とに接続され、補助巻線5 dの他端は、ダイオードD 7のカソードに接続され、ダイオードD 7のアノードはコンデンサC 7の他端及び制御回路1 1の端子cに接続されている。補助巻線5 dとダイオードD 7とコンデンサC 7とは通常動作電源部1 3を構成し、この通常動作電源部1 3は、補助巻線5 dで発生した電圧をダイオードD 7及びコンデンサC 7を
30 介して制御回路1 1に供給する。

次にこのように構成された第7の実施の形態に係る直流変換装置の動作を図2 8および図2 9を参照しながら説明する。

なお、図29において、 V_{ac1} は、交流電源 V_{ac1} の交流電圧を示し、入力電流は、交流電源 V_{ac1} に流れる電流を示し、 $R1V$ は、突入電流制限抵抗 $R1$ に発生する電圧を示し、 $C5V$ は、入力平滑コンデンサ $C5$ の電圧を示し、 $C6V$ は、コンデンサ $C6$ の電圧を示し、出力電圧は、コンデンサ $C4$ の電圧を示し、制御信号は、制御回路11の端子bからスイッチ $Q1n$ のゲートへ出力される信号を示す。

まず、時刻 t_0 において、交流電源 V_{ac1} を印加（オン）すると、交流電源 V_{ac1} の交流電圧は全波整流回路B1で全波整流される。このとき、ノーマリオンタイプのスイッチ $Q1n$ は、オン状態であり、スイッチ $S1$ は、オフ状態である。

10 このため、全波整流回路B1からの電圧は、入力平滑コンデンサ $C5$ を介して突入電流制限抵抗 $R1$ に全て印加される（図28中の①）。

この突入電流制限抵抗 $R1$ に発生した電圧は、ダイオード $D5$ 、抵抗 $R2$ を介してコンデンサ $C6$ に蓄えられる（図28中の②）。ここで、コンデンサ $C6$ の端子f側が例えば零電位となり、コンデンサ $C6$ の端子g側が例えば負電位となる。この

15 ため、コンデンサ $C6$ の電圧は、図29に示すように、負電圧（逆バイアス電圧）となる。このコンデンサ $C6$ の負電圧が端子aを介して制御回路11に供給される。

そして、コンデンサ $C6$ の電圧が、スイッチ $Q1n$ のスレッシュホールド電圧 THL になった時点（図29の時刻 t_1 ）で、制御回路11は、端子bから $-15V$ の制御信号をスイッチ $Q1n$ のゲートに出力する（図28中の③）。このため、スイッチ

20 $Q1n$ は、オフ状態となる。

すると、全波整流回路B1からの電圧により、入力平滑コンデンサ $C5$ は、充電されて（図28中の④）、入力平滑コンデンサ $C5$ の電圧が上昇していき、入力平滑コンデンサ $C5$ の充電が完了する。

次に、時刻 t_2 において、制御回路11は、スイッチング動作を開始させる。始めに、端子bから $0V$ の制御信号をスイッチ $Q1n$ のゲートに出力する（図28中の⑤）。このため、スイッチ $Q1n$ は、オン状態となるため、全波整流回路B1の一方の出力端P1からトランスTの1次巻線5aを介してスイッチ $Q1n$ に電流が流れて（図28中の⑥）、トランスTの1次巻線5aにエネルギーが蓄えられる。このとき、2次巻線5bにも電圧が発生し、 $5b \rightarrow D1 \rightarrow C4 \rightarrow 5b$ で電流が流れるため、負荷 RL に電力が供給される。

25

30

また、トランスTの1次巻線5aと電磁結合している補助巻線5dにも電圧が発生し、発生した電圧は、ダイオード $D7$ 及びコンデンサ $C7$ を介して制御回路11

に供給される（図28中の⑦）。このため、制御回路11が動作を継続することができるので、スイッチQ1nのスイッチング動作を継続して行うことができる。

次に、時刻t3において、端子bから-15Vの制御信号をスイッチQ1nのゲートに出力する。このため、時刻t3にスイッチQ1nがオフして、1次2次巻線5間のリーケージインダクタに蓄えられたエネルギーにより、5c→D42→C4→5b→5cで電流が流れ、負荷RLに出力電圧が発生する。また、時刻t3に可飽和リアクトルSL1のインダクタンスと共振用コンデンサC1による共振を起こし、スイッチQ1nの電圧は上昇していき、スイッチQ2の電圧は下降していく。

また、時刻t3に制御回路11から短絡信号をスイッチS1に出力すると、スイッチS1がオンして（図28中の⑧）、突入電流制限抵抗R1の両端が短絡される。このため、突入電流制限抵抗R1の損失を減ずることができる。

なお、時刻t3は、交流電源Vac1をオンしたとき（時刻t0）からの経過時間として設定され、例えば入力平滑コンデンサC5と突入電流制限抵抗R1との時定数（ $\tau = C5 \cdot R1$ ）の約5倍以上の時間に設定される。以後、スイッチQ1nはオン/オフによるスイッチング動作を繰り返す。スイッチQ1nがスイッチング動作を開始した後は、スイッチQ1n及びスイッチQ2は、図22に示す第4の実施の形態に係る直流変換装置のスイッチQ1及びQ2の動作、即ち、図20、図21に示すタイミングチャートに従った動作と同様に動作する。

このように第7の実施の形態に係る直流変換装置によれば、第4の実施の形態の効果が得られるとともに、第3の実施の形態と同様に、制御回路11は、交流電源Vac1がオンされたときに突入電流制限抵抗R1に発生した電圧によりスイッチQ1nをオフさせ、入力平滑コンデンサC5が充電された後、スイッチQ1nをオン/オフさせるスイッチング動作を開始させるので、電源オン時における問題が解消される。従って、ノーマリオンタイプの半導体スイッチが使用可能となり、損失の少ない、即ち、高効率な直流変換装置を提供することができる。

第7の実施の形態の装置では、第4の実施の形態の装置にノーマリオン回路を追加した例を説明したが、ノーマリオン回路は、例えば、第5の実施の形態の装置、第6の実施の形態の装置に追加しても良い。

以上説明したように、本実施形態によれば、ゼロ電圧スイッチングを達成でき、共振作用により電圧の立ち上り、立下がりも緩やかとなり、低ノイズ、高効率な直流変換装置を提供することができる。

また、トランスのコアの磁束利用率が向上し、トランスの2次側回路の平滑コン

デンサのリップル電流も軽減できるため、装置を小型化することができる。また、多出力電源とした場合のクロスレギュレーションがよい。また、トランスの2次側出力電圧が矩形波となるため、同期整流が有利であり、低出力電圧に対して高効率化することができる。

5

第8の実施の形態

図30は第8の実施の形態に係る直流変換装置の回路構成図である。図30に示す第8の実施形態に係る直流変換装置では、図5に示す第1の実施形態の直流変換装置に対して、ダイオードD1とコンデンサC4との間にはリアクトル（第4リア
10 クトル）L1が接続され、ダイオードD1とリアクトルL1の一端との接続点と2次巻線5bの他端にはダイオードD82が接続されていることが異なる。トランスTの一次側は第1の実施形態と同様なので説明は省略する。

トランスTのコアには、1次巻線5aとこの巻線に対して同相の2次巻線5b（巻数 n_2 ）とが巻回されており、2次巻線5bの一端はダイオードD1（本発明の第
15 1整流素子に対応）に接続され、ダイオードD1とリアクトルL1の一端との接続点と2次巻線5bの他端とはダイオードD82（本発明の第2整流素子に対応）に接続されており、ダイオードD1とダイオードD82とで整流回路を構成している。リアクトルL1の他端と2次巻線5bの他端とはコンデンサC4（本発明の平滑回路に対応）に接続されている。このコンデンサC4はリアクトルL1の電圧を平滑
20 して直流出力を負荷RLに出力する。

次にこのように構成された第8の実施の形態に係る直流変換装置の動作を図31及び図32を参照しながら説明する。図31は第8の実施の形態に係る直流変換装置の各部における信号のタイミングチャートである。図32はスイッチQ1のターンオン時の各部における信号の詳細を示すタイミングチャートである。また、直流
25 変換装置に設けられたトランスのB-H特性および可飽和リアクトルの電流のタイミングチャートはそれぞれ第1の実施形態の図9および図10と同様である。

なお、図31及び図32では、スイッチQ1の両端間の電圧 $Q1v$ 、スイッチQ1に流れる電流 $Q1i$ 、スイッチQ2の両端間の電圧 $Q2v$ 、スイッチQ2に流れる電流 $Q2i$ 、電力供給源 I_{dc1} に流れる電流 I_{dc1i} 、可飽和リアクトルS
30 L1に流れる電流 $SL1i$ を示している。

まず、時刻 t_1 （時刻 $t_{11} \sim t_{12}$ に対応）において、スイッチQ1をオンさせると、 $V_{dc1} \rightarrow 5a \rightarrow Q1 \rightarrow V_{dc1}$ で電流が流れる。また、この時刻に、ト

ランスTの2次巻線5bにも電圧が発生し、 $5b \rightarrow D1 \rightarrow L1 \rightarrow C4 \rightarrow 5b$ で電流が流れる。また、スイッチQ1をオンさせた時に、可飽和リアクトルSL1にも電流SL1iが流れて、可飽和リアクトルSL1のインダクタにエネルギーが蓄えられる。

5 この電流SL1iは、図10に示すように、時刻t1で電流値a（負値）、時刻t1bで電流値b（負値）、時刻t13で電流値c（ゼロ）、時刻t2で電流値d（正值）へと変化していく。図9に示すB-Hカーブ上では、磁束は、 $Ba \rightarrow Bb \rightarrow Bc \rightarrow Bd$ へと変化していく。なお、図9に示すBa~Bgと図10に示すa~gとは対応している。

10 次に、時刻t2において、スイッチQ1をオフさせると、可飽和リアクトルSL1に蓄えられたエネルギーによりコンデンサC1が充電される。このとき、可飽和リアクトルSL1のインダクタンスとコンデンサC1とにより電圧共振が形成されて、スイッチQ1の電圧Q1vが急激に上昇する。また、 $L1 \rightarrow C4 \rightarrow D82 \rightarrow L1$ で電流が流れて、コンデンサC4を介して負荷RLに電流を供給する。

15 そして、コンデンサC1の電位がコンデンサC3の電位と同電位となったとき、可飽和リアクトルSL1のエネルギーの放出により、ダイオードD4が導通し、ダイオード電流が流れて、コンデンサC3が充電されていく。また、このとき、スイッチQ2をオンさせることにより、スイッチQ2は、ゼロ電圧スイッチとなる。なお、電流SL1iは、時刻t2から時刻t20において、電流値d（正值）から電
20 流値e（ゼロ）に変化する。図9に示すB-Hカーブ上では、磁束は、 $Bd \rightarrow Be$ へと変化する。

また、可飽和リアクトルSL1のエネルギーの放出と同時に、電力供給源Idc1からのエネルギーがコンデンサC3に供給され、コンデンサC3が充電されていく。即ち、コンデンサC3には、電力供給源Idc1からのエネルギーと可飽和リ
25 アクトルSL1からのエネルギーとが加え合わせられる。そして、可飽和リアクトルSL1のエネルギーの放出と電力供給源Idc1からのエネルギーの放出とが終了すると、コンデンサC3の充電は停止する。

次に、時刻t20~時刻t3において、コンデンサC3に蓄えられたエネルギーは、 $C3 \rightarrow Q2 \rightarrow SL1 \rightarrow C3$ に流れて、可飽和リアクトルSL1の磁束をリセッ
30 トする。可飽和リアクトルSL1に並列に接続されたトランスTも同様に磁束が変化する。

この場合、時刻t20~時刻t3においては、コンデンサC3に蓄えられたエネ

ルギーが可飽和リアクトルSL1に帰還されるので、可飽和リアクトルSL1に流れる電流SL1iは、図10に示すように負値となる。即ち、電流SL1iは、時刻t20～時刻t2aにおいては、電流値e（ゼロ）から電流値f（負値）に変化する。図9に示すB-Hカーブ上では、磁束は、Be→Bfへと変化していく。なお、時刻t2から時刻t20における面積Sと時刻t20～時刻t2aにおける面積Sとは等しい。この面積SはコンデンサC3に蓄えられた可飽和リアクトルSL1のエネルギーに相当する。

次に、電流SL1iは、時刻t2a～時刻t3においては、電流値f（負値）から電流値g（負値）に変化する。図9に示すB-Hカーブ上では、磁束は、Bf→Bgへと変化していく。時刻t2a～時刻t3における面積は、コンデンサC3に蓄えられた電力供給源Idc1のエネルギーに相当する。

即ち、コンデンサC3に蓄えられたエネルギーは、可飽和リアクトルSL1のエネルギーと電力供給源Idc1のエネルギーとを合わせたものであるため、電流SL1iは、リセット時に電力供給源Idc1から供給されるエネルギー分だけ多くなるので、磁束は第3象限に移動して、飽和領域（Bf-Bg）に達し、電流SL1iが増大し、時刻t3（時刻t1も同様）で最大となる。電流SL1iは、スイッチQ2のオン期間の終了間際で増大しており、可飽和リアクトルSL1の飽和時の電流である。

また、この時刻t3には、スイッチQ2の電流Q2iも最大となる。この時刻に、スイッチQ2をオフさせることにより、コンデンサC1の放電は急峻になり、短時間でゼロとなる。このとき、スイッチQ1をオンさせることにより、スイッチQ1はゼロ電圧スイッチを達成できる。

図33は第8の実施の形態に係る直流変換装置の詳細な回路構成図である。図33に示す第1実施例では、電力供給源Idc1をリアクトルL2とダイオードD6との直列回路で構成したものである。

本実施形態によれば、スイッチQ1がオンしたときリアクトルL2にエネルギーを蓄え、スイッチQ1がオフしたときにリアクトルL2に蓄えられたエネルギーをコンデンサC3に供給して、コンデンサC3を充電する。なお、図33に示す電力供給源Idc1は、軽負荷時に適している。

30 第1変更実施例

図34は第8の実施の形態に係る直流変換装置の第1変更実施例を示す回路構成図である。図34に示す第1変更実施例では、電力供給源Idc1がトランスTの

1 次巻線 5 a に直列に接続されたリアクトル L 3 で構成したものである。

本実施例によれば、スイッチ Q 1 がオンした時には、電流がリアクトル L 3 を通して流れ、リアクトル L 3 にエネルギーを蓄える。スイッチ Q 1 がオフした時には、このエネルギーは、L 3 → 5 a (S L 1) → D 4 → C 3 → L 3 で放出され、エネルギーの一部は、トランス T の 2 次巻線 5 b を介して負荷 R L に供給されるとともに、コンデンサ C 3 を充電する。なお、図 3 4 に示す電力供給源 I d c 1 は、重負荷時に適している。

第 2 変更実施例

図 3 5 は第 8 の実施の形態に係る直流変換装置の第 2 変更実施例を示す回路構成図である。図 3 5 に示す第 2 変更実施例では、図 3 3 に示す電力供給源 I d c 1 であるリアクトル L 2 とダイオード D 6 と、図 3 4 に示す電力供給源 I d c 1 であるリアクトル L 3 とを組み合わせたものであるため、軽負荷時や重負荷時に対応可能である。

なお、リアクトル L 3 は、トランス T のリーケージインダクタで代用することができる。また、可飽和リアクトル S L 1 も、飽和特性の良好なコアをトランスに用いることによるトランス T の励磁インダクタンスで代用することもできる。また、本回路は、スイッチング周波数を固定周波数とし、PWM 制御することにより、出力電圧を制御することができ、放送妨害等に簡単に対応できる。

20 第 9 の実施の形態

第 9 の実施の形態に係る直流変換装置は、トランスの 2 次側回路に同期整流器を採用したもので、トランスの出力波形が矩形波であるため、同期整流時の導通割合を増大することにより、低出力電圧時の整流器の損失を低減して高効率化することの特徴とする。図 3 6 は第 9 の実施の形態に係る直流変換装置を示す回路構成図である。

図 3 6 に示す直流変換装置は、図 3 4 に示す第 8 の実施の形態に係る直流変換装置の第 1 変更実施例に対して、トランス T の 2 次側回路の構成が異なるのみでその他の構成は同一構成であるので、同一部分には同一符号を付し、トランス T の 2 次側回路の構成のみを説明する。

30 トランス T の 2 次巻線 5 b の両端には F E T からなるスイッチ Q 3 と F E T からなるスイッチ Q 4 とが直列に接続されている。トランス T の 2 次巻線 5 b の一端(●側)は、スイッチ Q 3 のゲートに接続され、トランス T の 2 次巻線 5 b の他端は、

スイッチQ 4のゲートに接続されている。スイッチQ 3にはダイオードD 1が並列に接続され、スイッチQ 4にはダイオードD 8 2が並列に接続されている。これらの素子により同期整流回路を構成している。

また、スイッチQ 4の両端にはリアクトルL 1とコンデンサC 4とが直列に接続され、平滑回路を構成している。この整流平滑回路は、トランスTの2次巻線5 bに誘起された電圧（オン／オフ制御されたパルス電圧）を整流平滑して直流出力を負荷RLに出力する。

制御回路10は、スイッチQ 1とスイッチQ 2とを交互にオン／オフ制御し、負荷RLの出力電圧が基準電圧以上となったときに、スイッチQ 1に印加されるパルスのオン幅を狭くし、スイッチQ 2に印加されるパルスのオン幅を広くするように制御する。すなわち、負荷RLの出力電圧が基準電圧以上となったときに、スイッチQ 1のパルスのオン幅を狭くすることで、出力電圧を一定電圧に制御するようになっている。

次に、このように構成された第9の実施の形態に係る直流変換装置の動作を図37に示すタイミングチャートを参照しながら説明する。なお、図37において、Q 1 vはスイッチQ 1の両端（ドレイン－ソース）間電圧、Q 1 iはスイッチQ 1に流れる電流（ドレイン電流）、Q 2 vはスイッチQ 2の両端間電圧、Q 2 iはスイッチQ 2に流れる電流、Q 3 iはスイッチQ 3に流れる電流、Q 4 iはスイッチQ 4に流れる電流、SL 1 iは可飽和リアクトルSL 1に流れる電流、VTはトランスTの2次巻線5 bの両端電圧を示している。

まず、期間T 1（図31の時刻t 0～時刻t 1、図31の時刻t 2～時刻t 3に対応）では、スイッチQ 1がオフで、スイッチQ 2がオンである。このため、スイッチQ 2に電流が流れ、スイッチQ 1には電流は流れない。このとき、トランスTの1次巻線5 aには逆起電力（1次巻線5 aの●印の側が－で他端側が＋）が発生し、この逆起電力により2次巻線5 bにも電圧（2次巻線5 bの●印の側が－で他端側が＋）が発生する。このため、スイッチQ 4のゲートには正電圧が印加されてオンし、スイッチQ 3のゲートには負電圧が印加されてオフする。そして、L 1→C 4→Q 4→L 1と電流が流れて、負荷RLにリアクトルL 1のエネルギーが供給される。

次に、期間T 2から期間T 4（図31の時刻t 1に対応）では、スイッチQ 2がオン状態からオフ状態に変わり、スイッチQ 1がオフ状態からオン状態に変わる。このため、リアクトルL 3のインダクタンスと可飽和リアクトルSL 1の飽和イン

ダクタンスとコンデンサC 1 とにより共振を起こす。この共振によりスイッチQ 1 の電圧が下降し、スイッチQ 2 の電圧が上昇する（期間T 2）。そして、スイッチQ 1 の電圧がゼロボルト近傍で（期間T 3）スイッチQ 1 をオンし、スイッチQ 1 の電流が流れる（期間T 4）。

- 5 次に、期間T 5（図3 1の時刻t 1～時刻t 2に対応）では、スイッチQ 1 がオンで、スイッチQ 2 がオフである。このとき、直流電源V d c 1 からトランスTの1次巻線5 aを介してスイッチQ 1 に電流が流れて、1次巻線5 aにエネルギー（1次巻線5 aの●印の側が+で他端側が-）が蓄積される。このエネルギーにより2次巻線5 bにも電圧（2次巻線5 bの●印の側が+で他端側が-）が発生する。このため、スイッチQ 3 のゲートには正電圧が印加されてオンし、スイッチQ 4 のゲートには負電圧が印加されてオフする。そして、5 b→L 1→C 4→Q 3→5 bと電流が流れて、負荷R Lに直流電力が供給される。また、スイッチQ 1 をオンさせた時に、可飽和リアクトルS L 1にも電流S L 1 iが流れて、可飽和リアクトルS L 1のインダクタにエネルギーが蓄えられる。
- 10

- 15 次に、期間T 6（図3 1の時刻t 2に対応）では、スイッチQ 1 は、オン状態からオフ状態に変わる。この期間T 6では、リアクトルL 3のインダクタンスと可飽和リアクトルS L 1のインダクタンスと共振用コンデンサC 1 とにより共振を起こし、この共振によりスイッチQ 1 の電圧が急激に上昇する。

- 20 次に、期間T 7（図3 1の時刻t 2に対応）では、ダイオードD 4は、スイッチQ 1 がオフした後にオンしてダイオードD 4に電流が流れ、可飽和リアクトルS L 1のエネルギー及びリアクトルL 3のエネルギーは、ダイオードD 4を介してスナバコンデンサC 3に蓄えられる。そして、ダイオードD 4のオン期間にスイッチQ 2をオンさせることにより、スイッチQ 2はゼロ電圧スイッチとなる。

- 25 このように、第9の実施の形態に係る直流変換装置によれば、第8の実施の形態の効果が得られるとともに、トランスTの2次側回路に同期整流器を用いているので、トランスの出力波形が矩形波であるため、同期整流素子のゲートに矩形波を印加させることによりほぼ全期間導通させ、並列に接続されたダイオードに電流が流れず損失なく整流できる。このため、5 V、3. 3 Vのような低出力電圧時に効果がある。

請求の範囲

1. 直流電源に並列に接続され、トランスの1次巻線と第1スイッチとが直列に接続された第1直列回路と、
- 5 前記トランスの1次巻線に並列に接続された可飽和リアクトルと、
前記第1直列回路に接続され、前記可飽和リアクトルに蓄積されたエネルギーを還流させる第1還流回路であって、第2スイッチとスナバコンデンサとが直列に接続された第1還流回路と、
前記トランスの2次巻線に並列に接続され、整流素子と平滑素子とが直列に接続
10 された整流平滑回路と、
前記第1スイッチと前記第2スイッチとを交互にオン／オフさせる制御回路とを有することを特徴とする直流変換装置。
2. 前記第1スイッチがオン時に電力を蓄え、前記第1スイッチがオフ時に前記
15 電力を前記スナバコンデンサに供給する電力供給源をさらに有し、
前記第1還流回路は前記第1スイッチまたは前記1次巻線のいずれかに並列に接続され、
前記制御回路は前記第2スイッチの電流が増大した時に前記第2スイッチをオフ
させること
20 を特徴とする請求項1記載の直流変換装置。
3. 前記可飽和リアクトルは、前記トランスのコアの飽和特性を用いることを特徴とする請求項2記載の直流変換装置。
- 25 4. 前記電力供給源は、前記直流電源の一端と前記第1スイッチ及び前記第2スイッチの接続点とに接続され、第1リアクトルとダイオードとが直列に接続された第2直列回路からなることを特徴とする請求項2記載の直流変換装置。
5. 前記電力供給源は、前記直流電源と前記トランスの1次巻線との間に直列に接
30 続された第2リアクトルからなることを特徴とする請求項2記載の直流変換装置。
6. 前記第2リアクトルは、前記トランスのリーケージインダクタからなることを

特徴とする請求項 5 記載の直流変換装置。

7. 前記トランスの 2 次巻線は、前記トランスのコアに巻回され且つ互いに分離した複数の 2 次側巻線からなり、各々の前記 2 次側巻線に対応して前記整流素子及び
5 前記平滑素子を有する前記整流平滑回路を設けたことを特徴とする請求項 4 または請求項 5 記載の直流変換装置。

8. 前記トランスの 1 次巻線と各々の前記 2 次側巻線とは疎結合し、各々の前記 2 次側巻線間は密結合としたことを特徴とする請求項 7 記載の直流変換装置。

10

9. 前記トランスのコアの磁路の一部に断面積の少ない部分を設けたことを特徴とする請求項 2 記載の直流変換装置。

10. 前記直流電源は、交流電源と、この交流電源に接続されて交流電圧を整流する
15 入力整流回路とからなり、

前記入力整流回路の一方の出力端と他方の出力端との間に接続され、入力平滑コンデンサと前記交流電源がオンされたときに前記入力平滑コンデンサの突入電流を軽減する突入電流制限抵抗とが直列に接続された直列回路を有し、

- 前記第 1 スイッチは、前記入力整流回路の一方の出力端に前記トランスの 1 次巻
20 線を介して接続されたノーマリオンタイプのスイッチからなり、

前記制御回路は、前記交流電源がオンされたときに前記突入電流制限抵抗に発生した電圧により前記第 1 スイッチをオフさせ、前記入力平滑コンデンサが充電された後、前記第 1 スイッチをオン／オフさせるスイッチング動作を開始させることを特徴とする請求項 2 記載の直流変換装置。

25

11. 前記トランスは補助巻線をさらに備え、該トランスの補助巻線に発生する電圧を前記制御回路に供給する通常動作電源部を有することを特徴とする請求項 10 記載の直流変換装置。

12. 前記突入電流制限抵抗に並列に接続された半導体スイッチをさらに有し、
前記制御回路は、前記第 1 スイッチのスイッチング動作を開始させた後、前記半
30 導体スイッチをオンさせることを特徴とする請求項 10 記載の直流変換装置

1 3. 前記第 1 直列回路は前記第 1 スイッチが第 3 リアクトルを介して前記 1 次巻線に接続され、

前記トランスに接続され、前記第 3 リアクトルに蓄積されたエネルギーを前記トランスの 2 次側に還流させる第 2 還流回路を有すること
5 を特徴とする請求項 1 記載の直流変換装置。

1 4. 前記第 2 還流回路は、前記トランスに直列に接続され、前記第 1 スイッチがオン時に前記第 3 リアクトルに蓄積されたエネルギーを前記第 1 スイッチがオフ時に 2 次側に還流させる補助トランスを有すること
10 を特徴とする請求項 1 3 記載の直流変換装置。

1 5. 前記第 1 スイッチがオン時に電力を蓄え、前記第 1 スイッチがオフ時に前記電力を前記スナバコンデンサに供給する電力供給源をさらに有し、
15 前記第 1 還流回路は前記第 1 スイッチまたは前記 1 次巻線のいずれかに並列に接続され、

前記制御回路は前記第 2 スイッチの電流が増大した時に前記第 2 スイッチをオフさせること
を特徴とする請求項 1 4 記載の直流変換装置。

20

1 6. 前記第 3 リアクトルは、前記トランスのコアに疎結合させて巻回された前記トランスの 1 次巻線及び 2 次巻線間のリーケージインダクタからなり、前記トランスのコアには前記トランスの 1 次巻線と前記補助トランスの 2 次巻線とが密結合させて巻回されてなることを特徴とする請求項 1 4 記載の直流変換装置。

25

1 7. 前記可飽和リアクトルは、前記トランスのコアの飽和特性を用いることを特徴とする請求項 1 3 記載の直流変換装置。

1 8. 前記電力供給源は、前記直流電源の一端と前記第 1 スイッチ及び前記第 2 スイッチの接続点とに接続され、第 1 リアクトルとダイオードとが直列に接続された第 2 直列回路からなることを特徴とする請求項 1 5 記載の直流変換装置。
30

1 9. 前記電力供給源は、前記トランスの1次巻線に直列に接続された第2リアクトルからなることを特徴とする請求項15記載の直流変換装置。

2 0. 前記第2リアクトルは、前記トランスのリーケージインダクタからなることを特徴とする請求項19記載の直流変換装置。

2 1. 前記トランスのコアに前記トランスの1次巻線と疎結合させて巻回された1以上の3次巻線を設け、各々の前記3次巻線に対応して前記整流素子及び前記平滑素子を有する前記整流平滑回路を設けたことを特徴とする請求項13記載の直流変換装置。

2 2. 前記トランスのコアの磁路の一部に断面積の少ない部分を設けたことを特徴とする請求項13記載の直流変換装置。

15 2 3. 前記整流平滑回路は、前記トランスの2次巻線の一端と前記補助トランスの2次巻線の一端との接続点と前記平滑素子の一端とに接続され且つ制御端子が前記補助トランスの2次巻線の他端に接続された第3スイッチと、

前記補助トランスの2次巻線の他端と前記平滑素子の一端とに接続され且つ制御端子が前記補助トランスの2次巻線の一端に接続された第4スイッチと

20 をさらに有することを特徴とする請求項14記載の直流変換装置。

2 4. 前記直流電源は、交流電源と、この交流電源に接続されて交流電圧を整流する入力整流回路とからなり、

前記入力整流回路の一方の出力端と他方の出力端との間に接続され、入力平滑コンデンサと前記交流電源がオンされたときに前記入力平滑コンデンサの突入電流を軽減する突入電流制限抵抗とが直列に接続された直列回路を有し、

前記第1スイッチは、前記入力整流回路の一方の出力端に前記トランスの1次巻線を介して接続されたノーマリオンタイプのスイッチからなり、

前記制御回路は、前記交流電源がオンされたときに前記突入電流制限抵抗に発生した電圧により前記第1スイッチをオフさせ、前記入力平滑コンデンサが充電された後、前記第1スイッチをオン／オフさせるスイッチング動作を開始させることを特徴とする請求項13記載の直流変換装置。

25. 前記トランスは補助巻線をさらに備え、該トランスの補助巻線に発生する電圧を前記制御回路に供給する通常動作電源部を有することを特徴とする請求項24記載の直流変換装置。

5

26. 前記突入電流制限抵抗に並列に接続された半導体スイッチをさらに有し、
前記制御回路は、前記第1スイッチのスイッチング動作を開始させた後、前記半導体スイッチをオンさせること
を特徴とする請求項24記載の直流変換装置

10

27. 前記第1スイッチがオン時に電力を蓄え、前記第1スイッチがオフ時に前記電力を前記スナバコンデンサに供給する電力供給源をさらに有し、

前記第1還流回路は前記第1スイッチまたは前記1次巻線のいずれかに並列に接続され、

15 前記整流平滑回路は、前記整流素子を介して前記トランスの2次巻線に並列に接続される第2整流素子と、前記整流素子と前記平滑素子との間に接続された第4リアクトルをさらに有し、

前記制御回路は前記第2スイッチの電流が増大した時に前記第2スイッチをオフさせること

20 を特徴とする請求項1記載の直流変換装置。

28. 前記第1スイッチがオン時に電力を蓄え、前記第1スイッチがオフ時に前記電力を前記スナバコンデンサに供給する電力供給源をさらに有し、

前記第1還流回路は前記第1スイッチまたは前記1次巻線のいずれかに並列に接続され、

25

前記整流平滑回路は、

前記平滑素子と前記トランスの2次巻線との間に接続される第4リアクトルと、

前記整流素子に並列に接続されかつ制御端子が前記2次巻線他端に接続された第3スイッチ及び該第3スイッチと前記2次巻線との直列回路に並列に接続され且つ制御端子が前記2次巻線の一端に接続された第4スイッチと、

30

前記第3スイッチを介して前記トランスの2次巻線に並列に接続される第2整

流素子とを有し、

前記制御回路は前記第 2 スイッチの電流が増大した時に前記第 2 スイッチをオフさせること、

を特徴とする請求項 1 記載の直流変換装置。

5

29. 前記可飽和リアクトルは、前記トランスのコアの飽和特性を用いることを特徴とする請求項 27 または請求項 28 記載の直流変換装置。

30. 前記電力供給源は、前記直流電源の一端と前記第 1 スイッチ及び前記第 2 スイッチの接続点とに接続され、第 1 リアクトルとダイオードとが直列に接続された第 2 直列回路からなることを特徴とする請求項 27 または請求項 28 記載の直流変換装置。

31. 前記電力供給源は、前記トランスの 1 次巻線に直列に接続された第 2 リアクトルからなることを特徴とする請求項 27 または請求項 28 記載の直流変換装置。

32. 前記第 2 リアクトルは、前記トランスのリーケージインダクタからなることを特徴とする請求項 33 記載の直流変換装置。

33. 前記トランスのコアの磁路の一部に断面積の少ない部分を設けたことを特徴とする請求項 27 または請求項 28 記載の直流変換装置。

34. 前記制御回路は、前記第 1 スイッチをターンオンするときに、前記第 1 スイッチの電圧が該第 1 スイッチと並列に接続された共振用コンデンサと前記可飽和リアクトルの飽和インダクタンスとの共振によりゼロ電圧となった時から所定期間中に前記第 1 スイッチをオンさせることを特徴とする請求項 1 記載の直流変換装置。

1/33

FIG.1
PRIOR ART

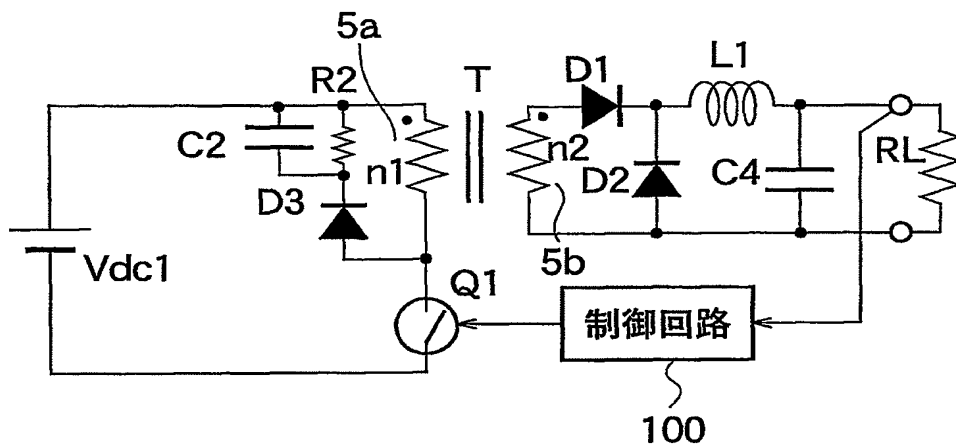
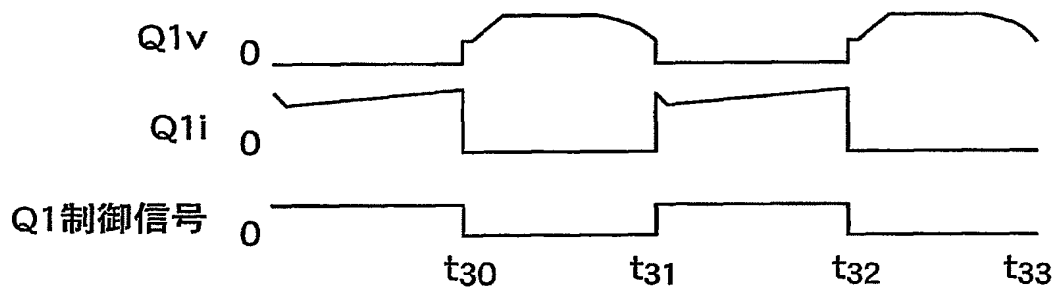


FIG.2



2/33

FIG.3

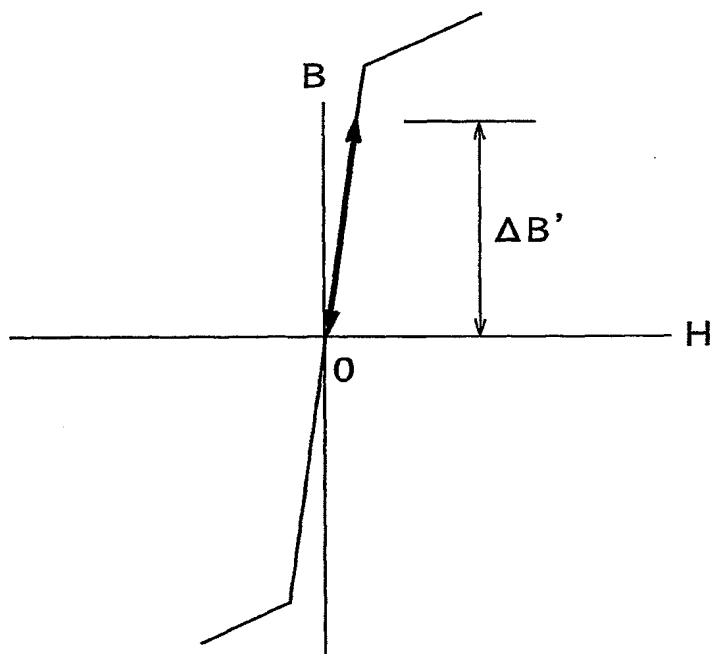


FIG.4

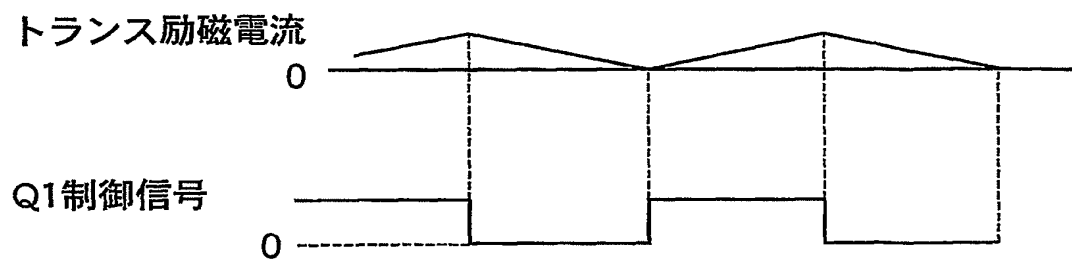
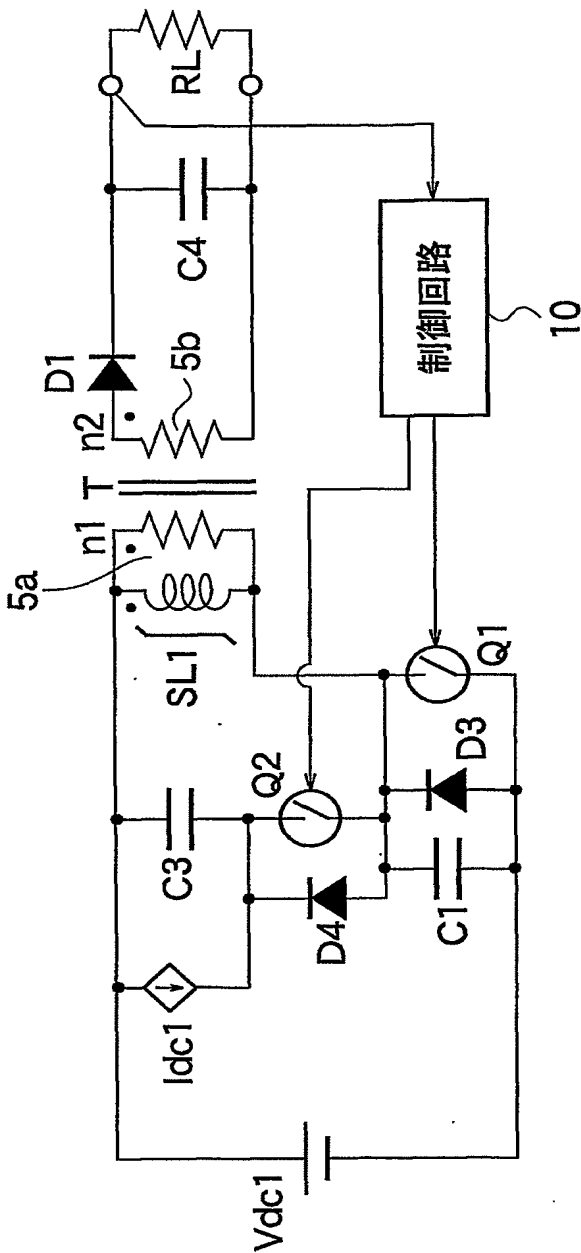


FIG.5



4/33

FIG.6

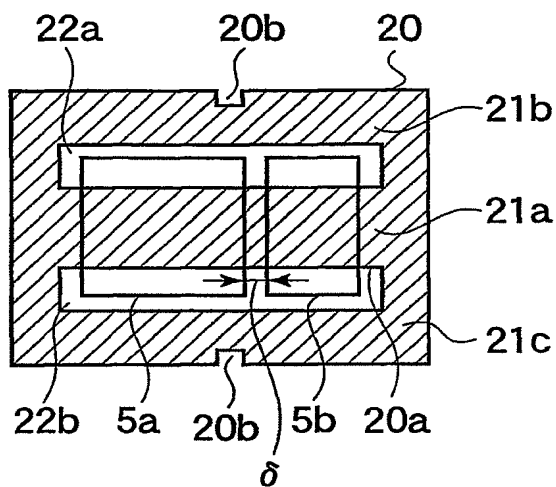


FIG.7

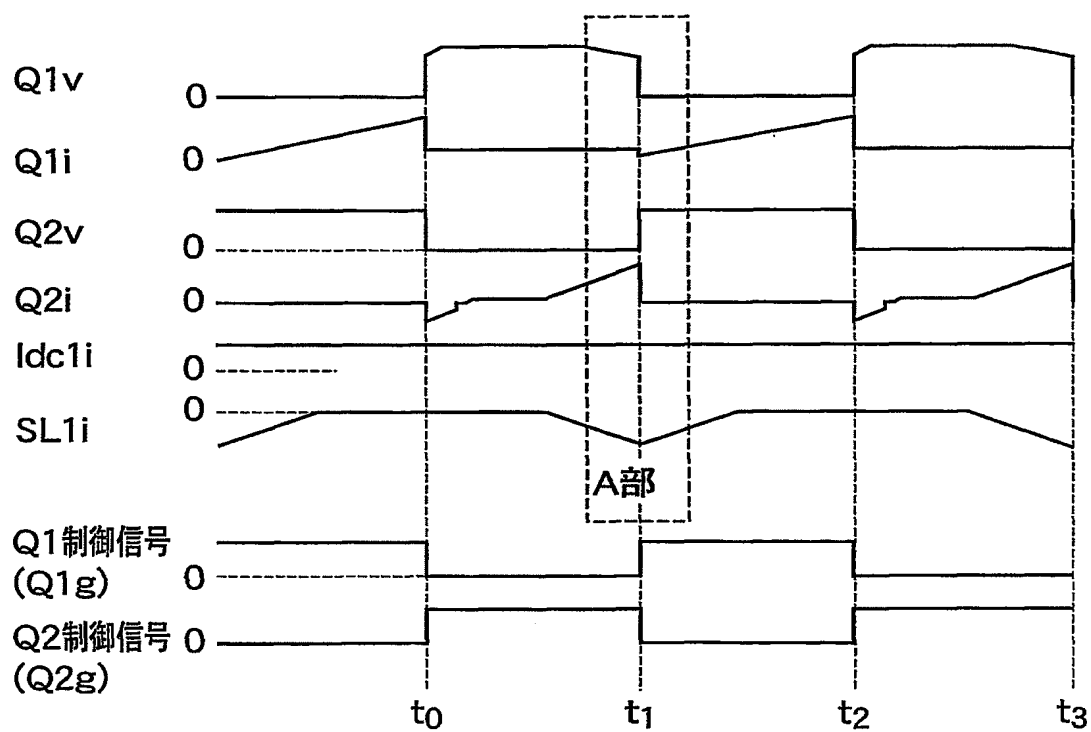
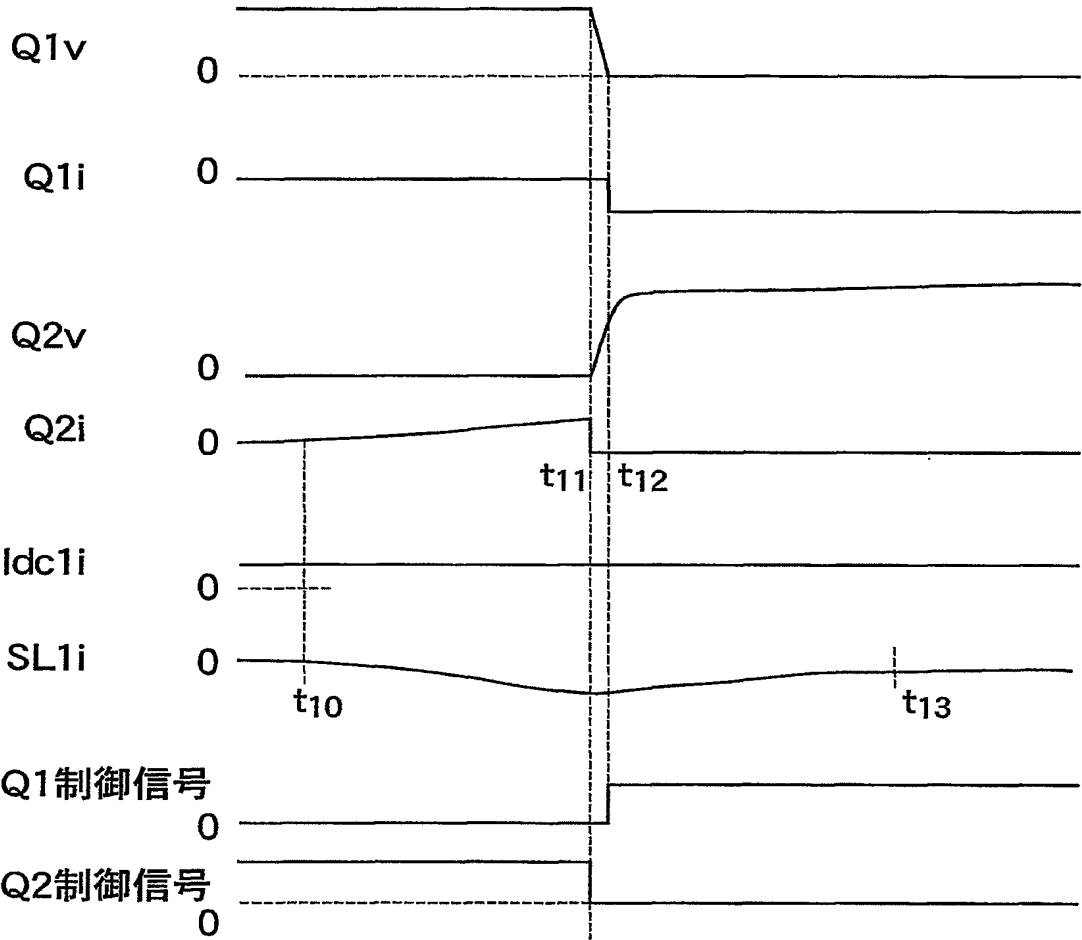


FIG.8



6/33

FIG.9

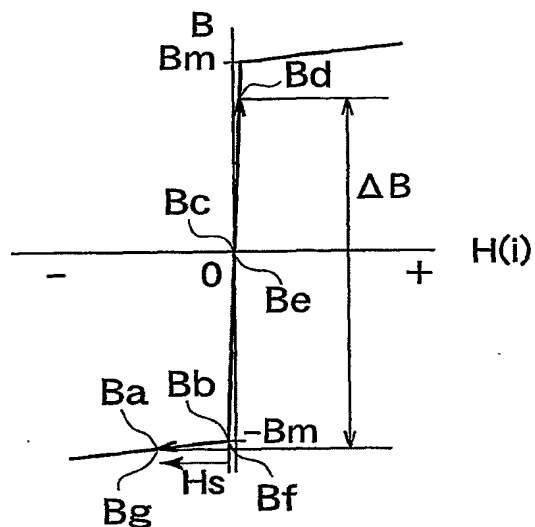
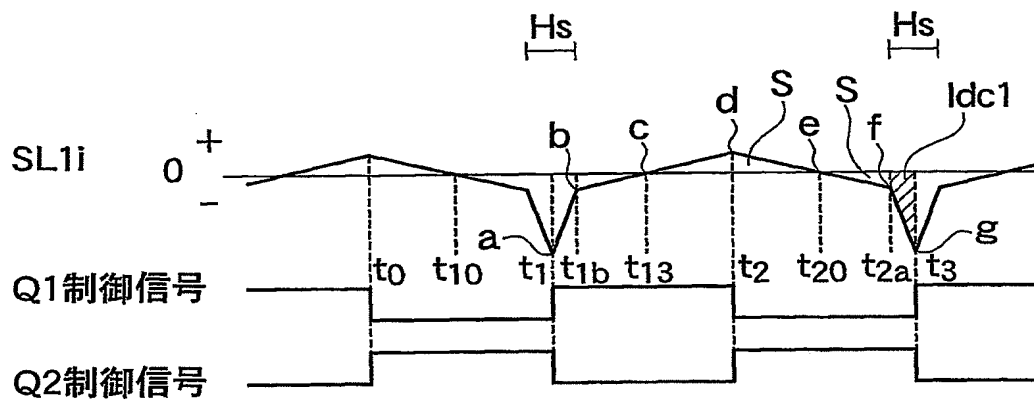


FIG.10



7/33

FIG.11

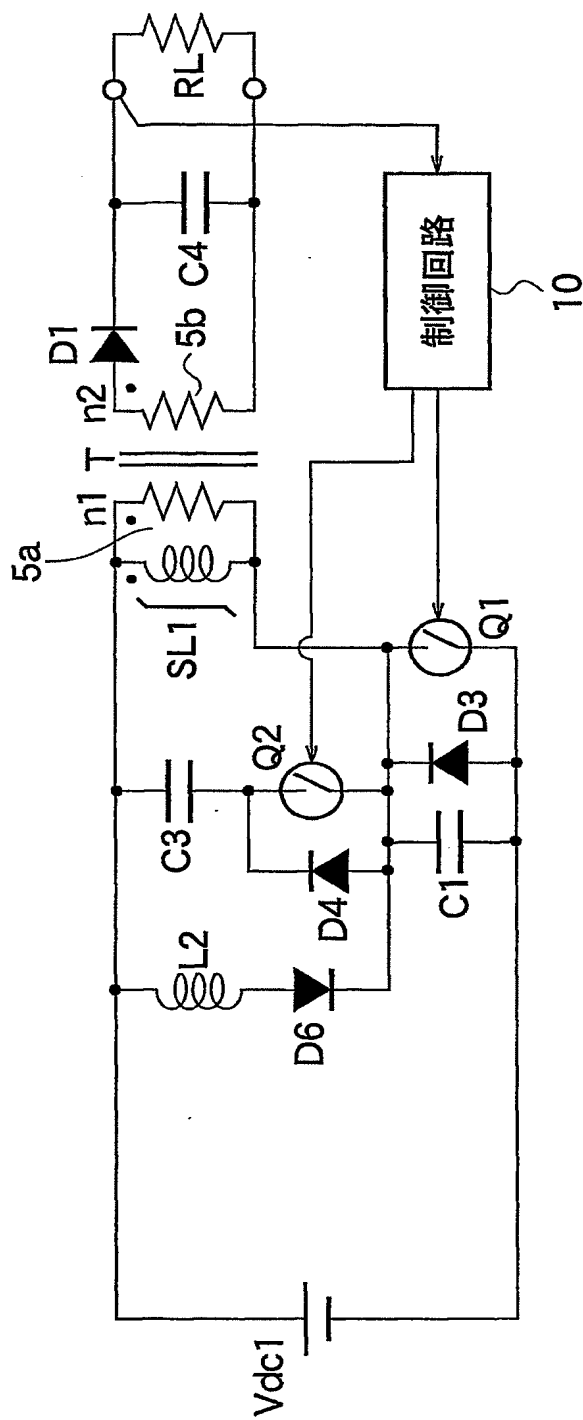


FIG.12

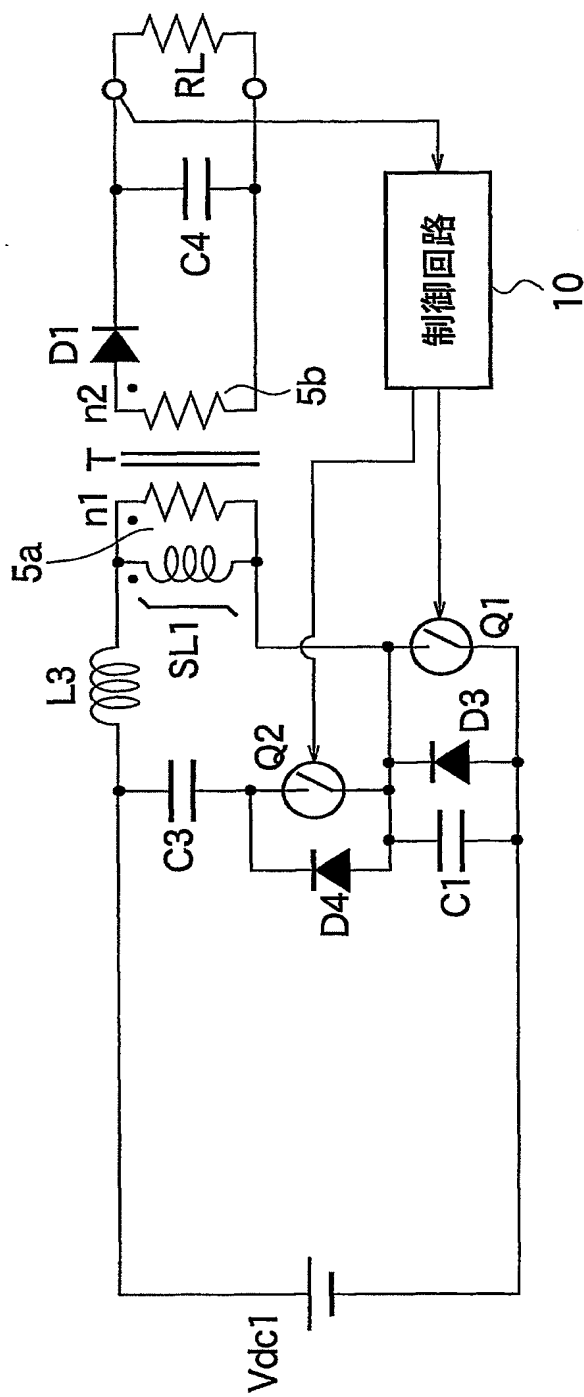


FIG.14

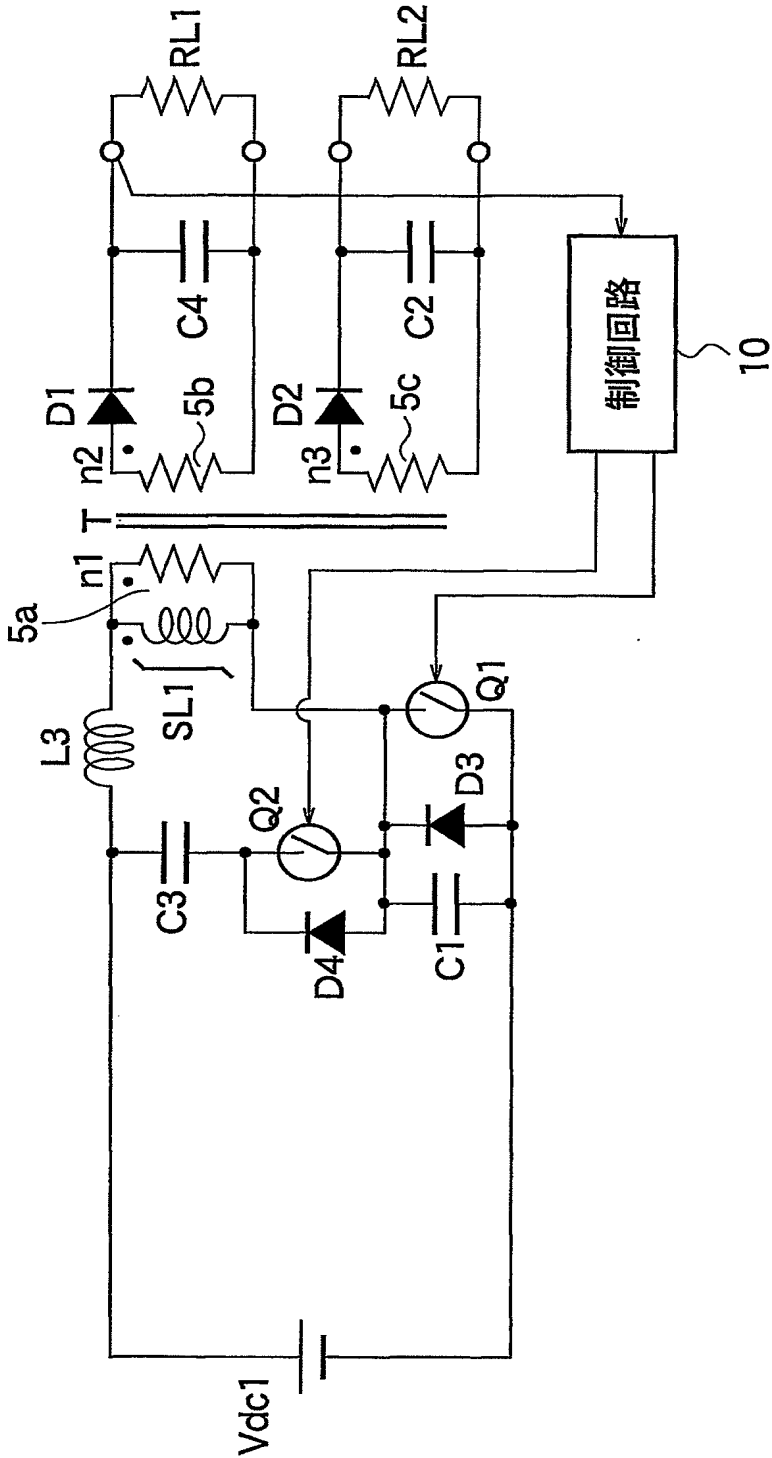


FIG.15

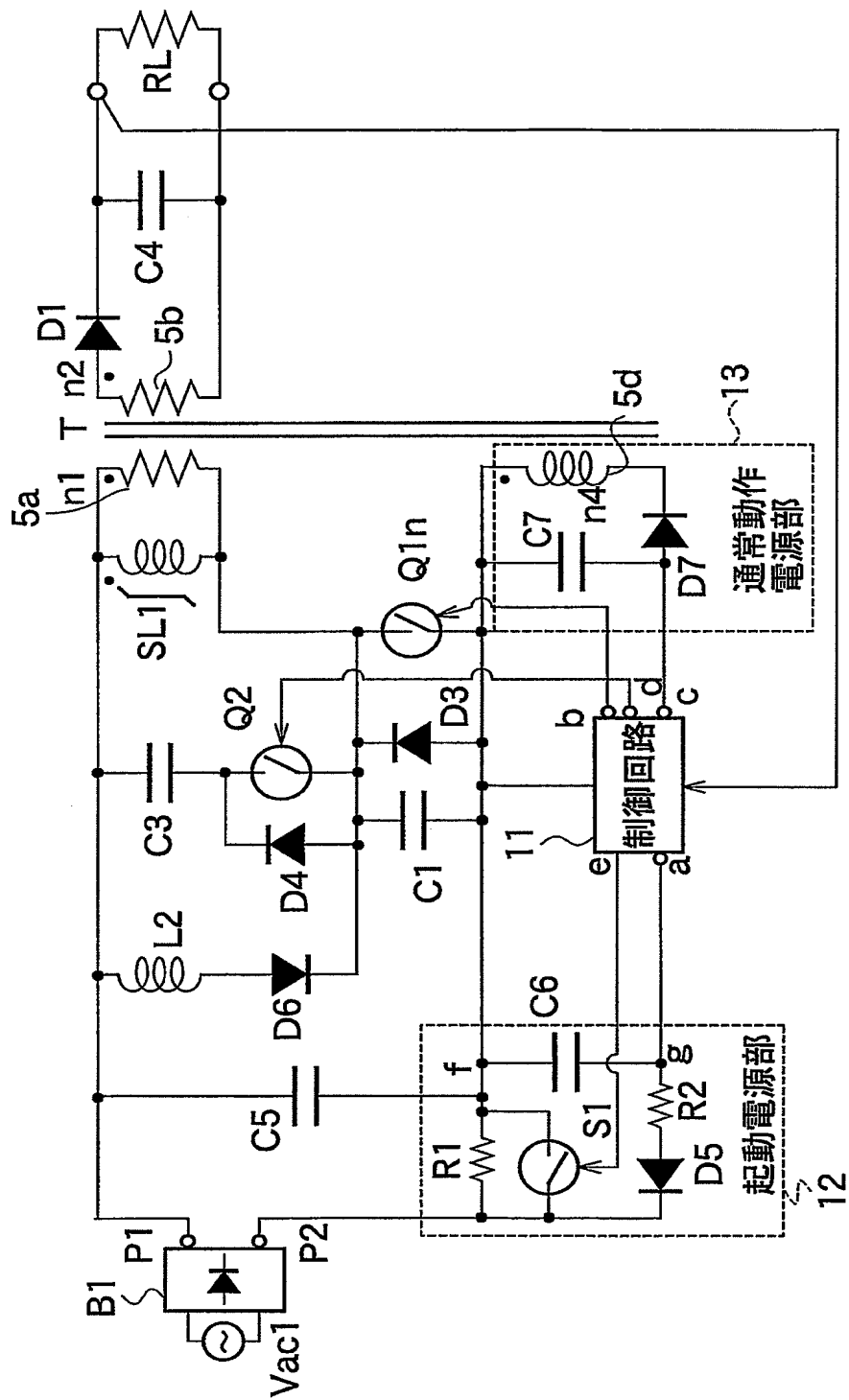


FIG.16

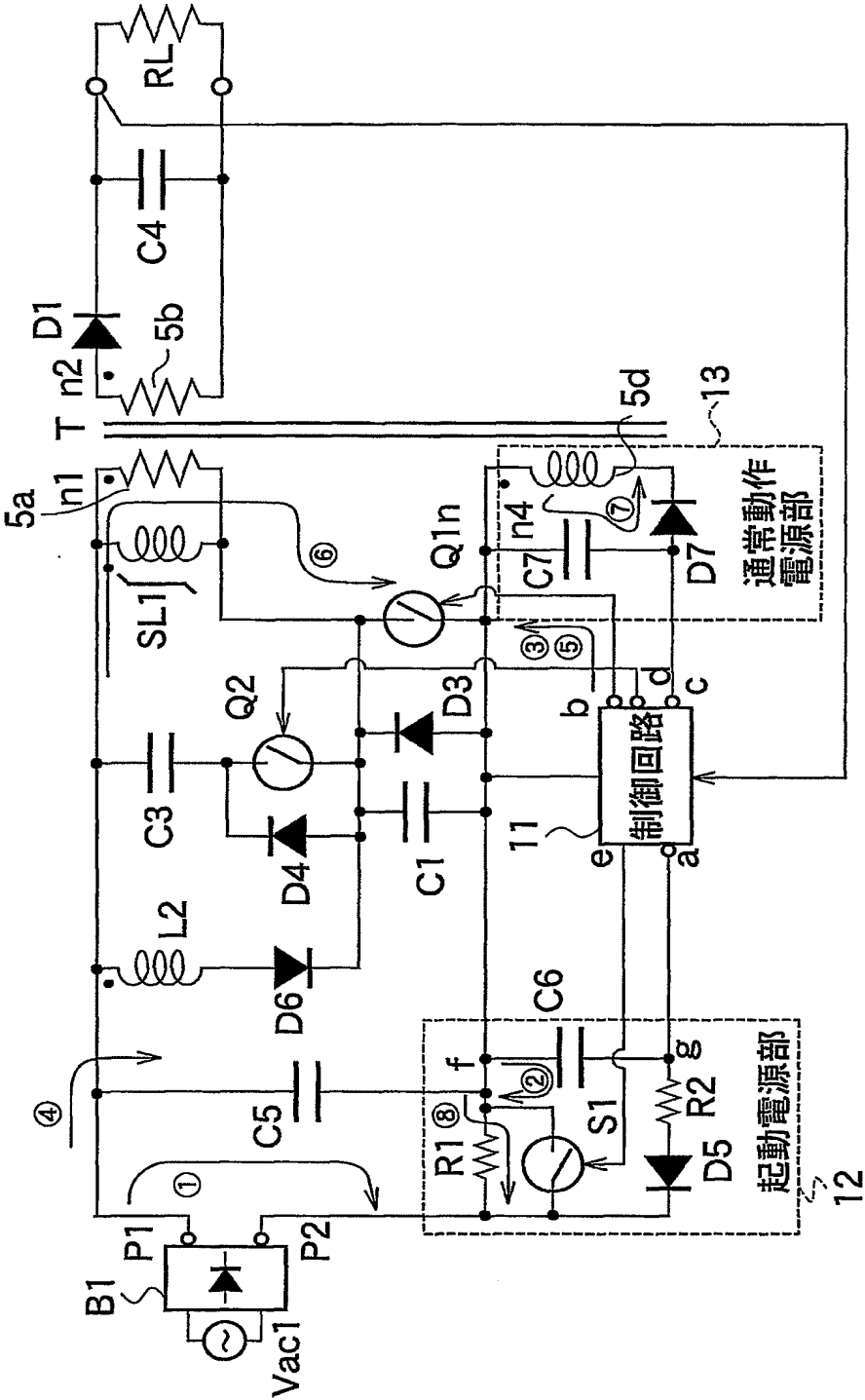


FIG.17

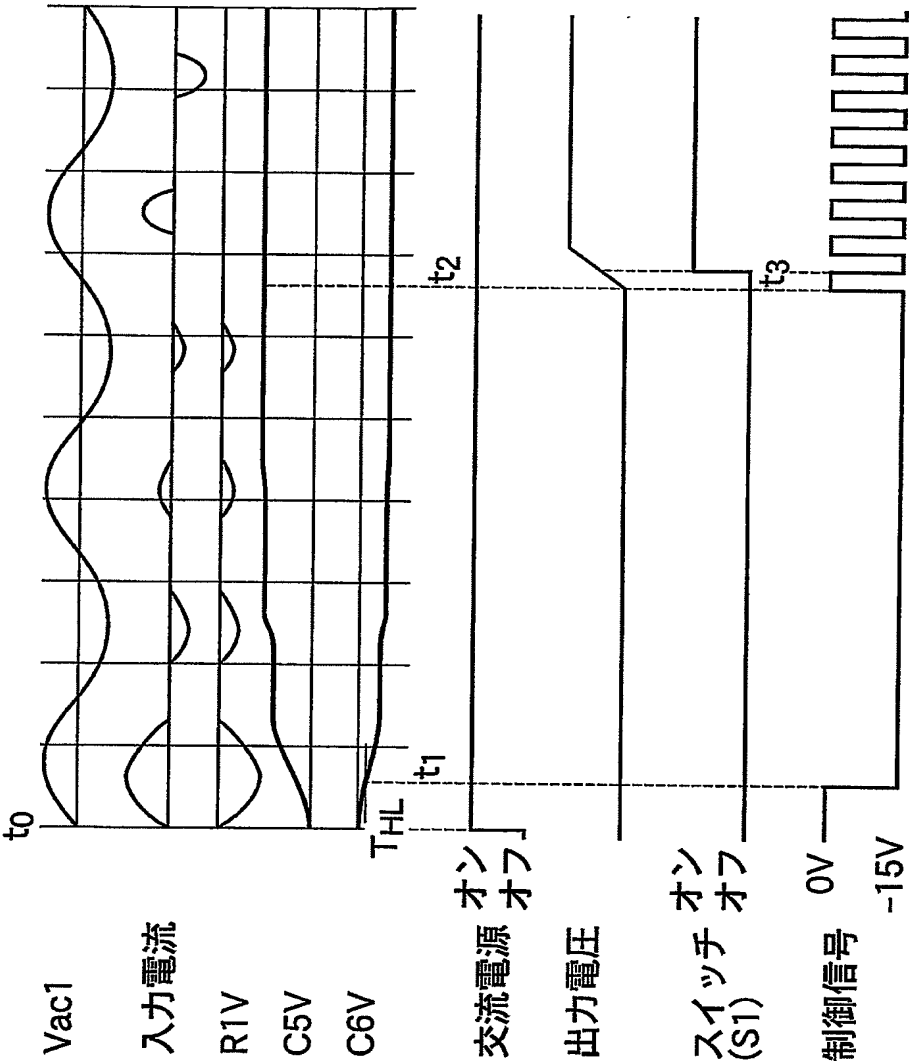


FIG.18

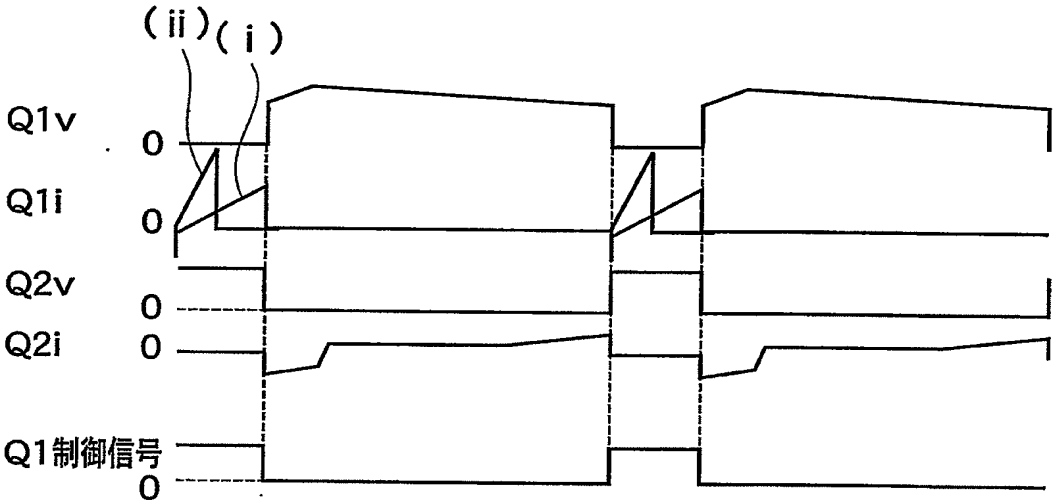
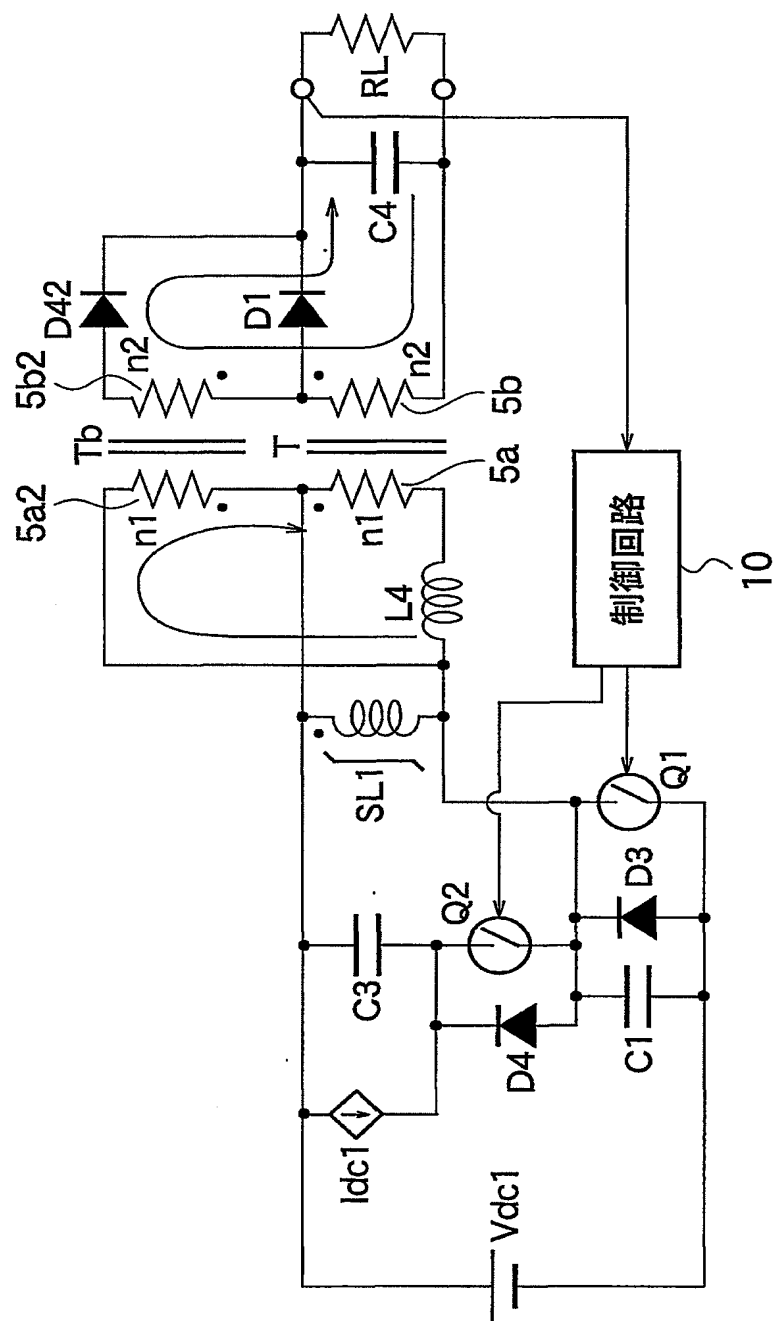


FIG. 19



16/33

FIG.20

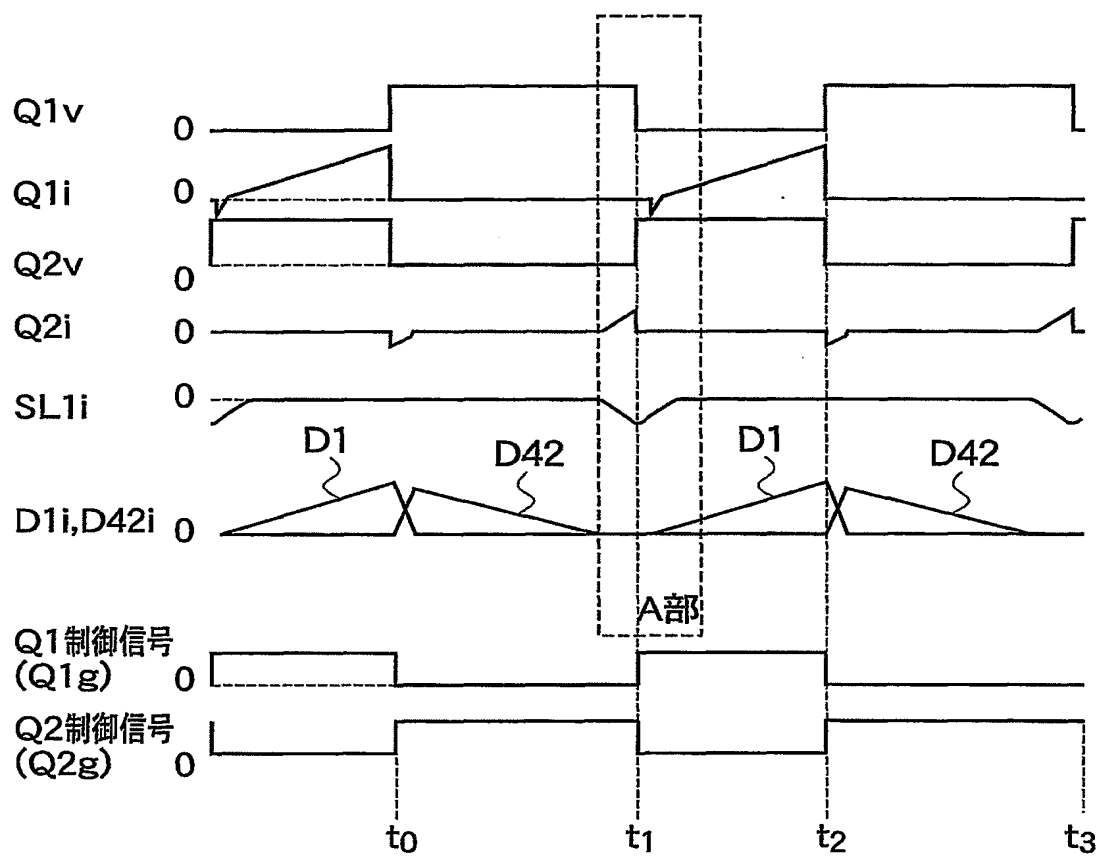
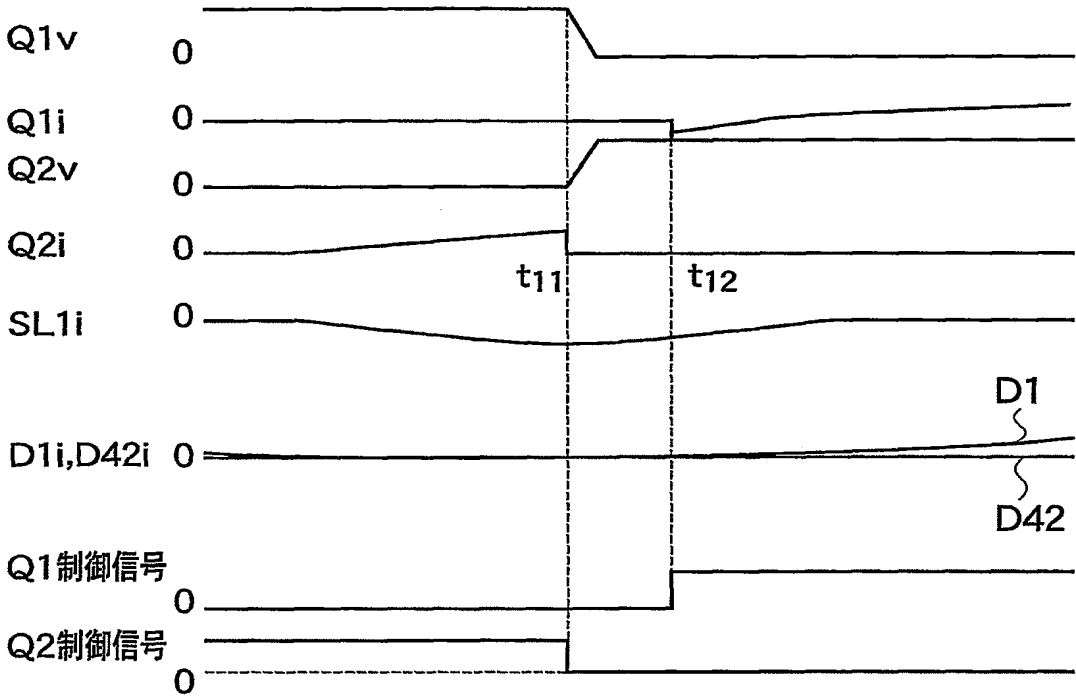


FIG.21



18/33

FIG.22

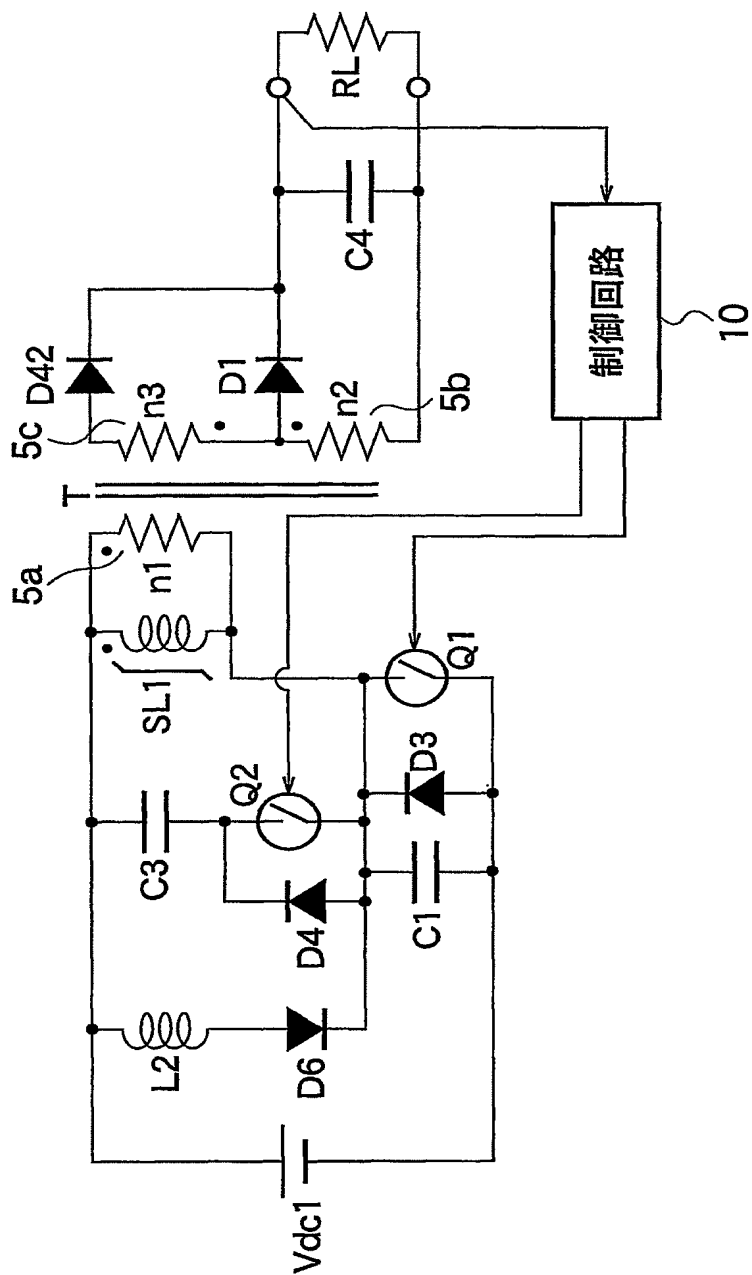


FIG.23

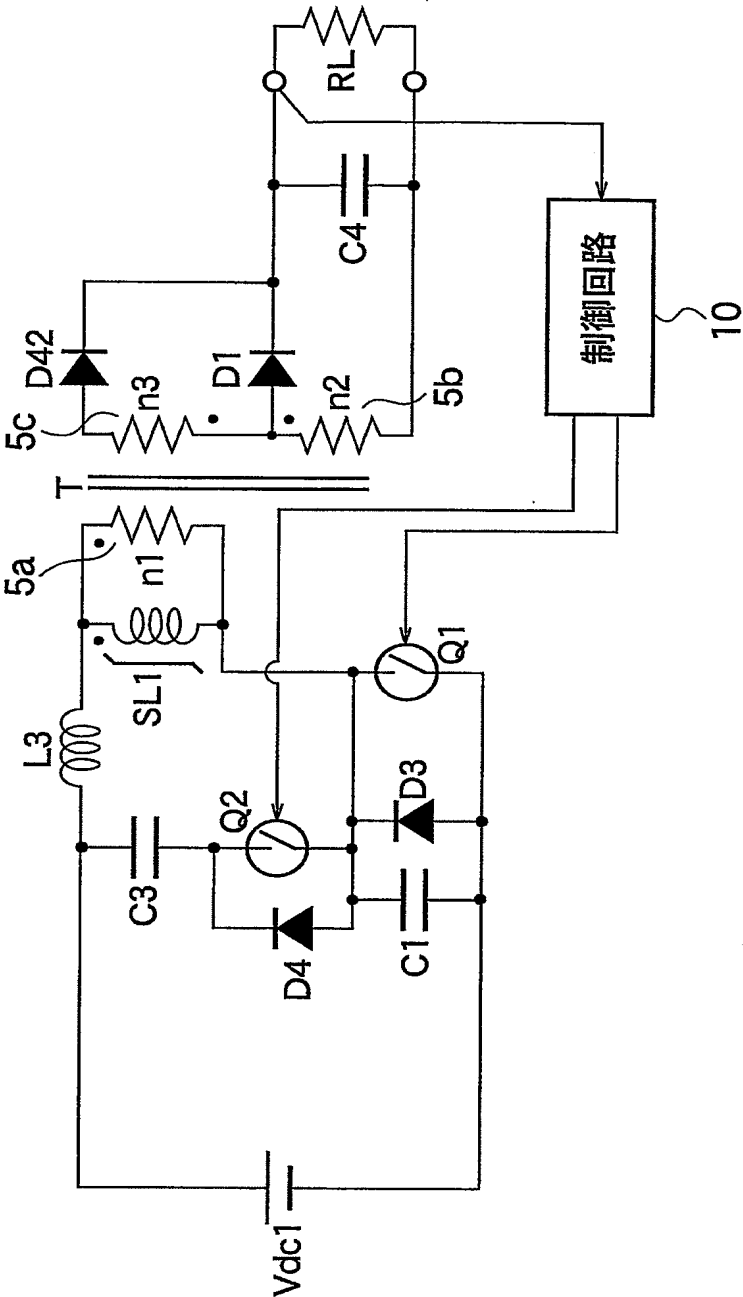
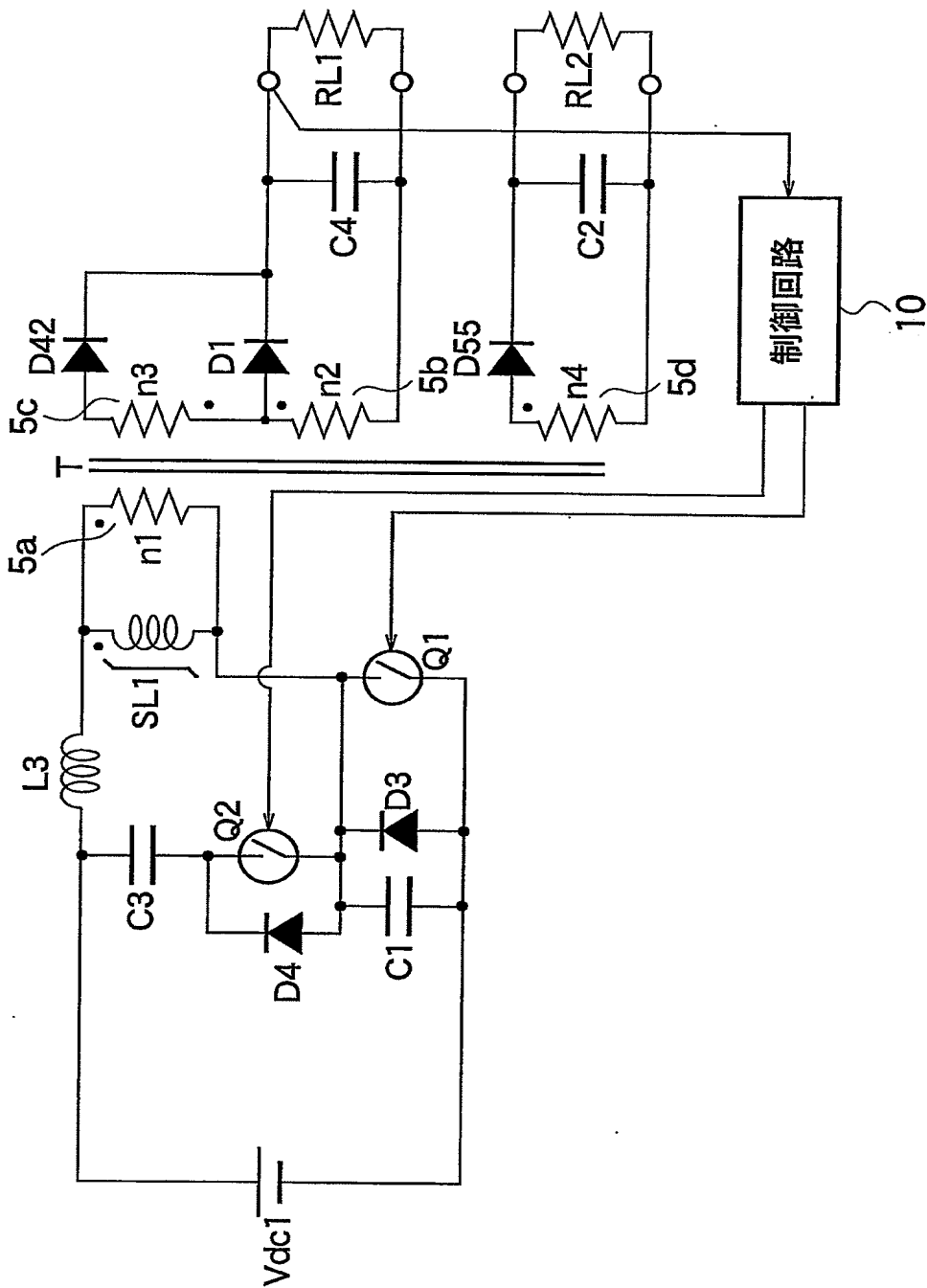


FIG.24



21/33

FIG.25

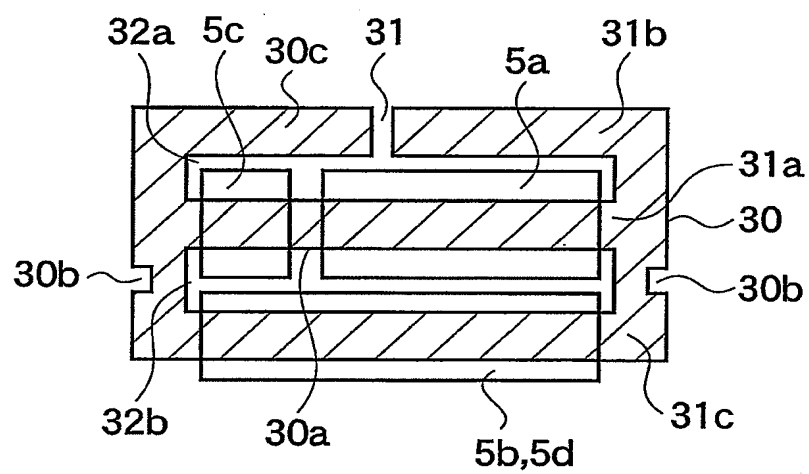
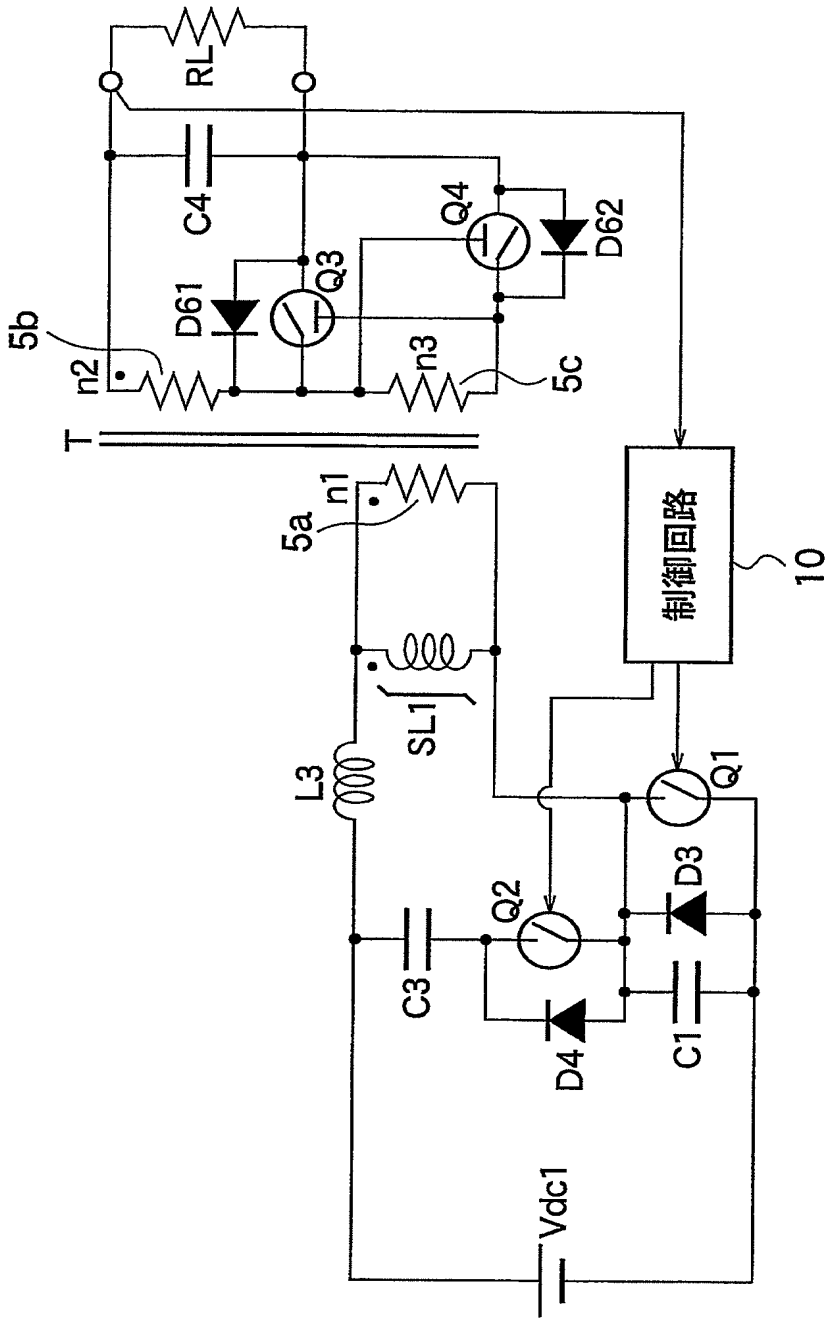


FIG.26



23/33

FIG.27

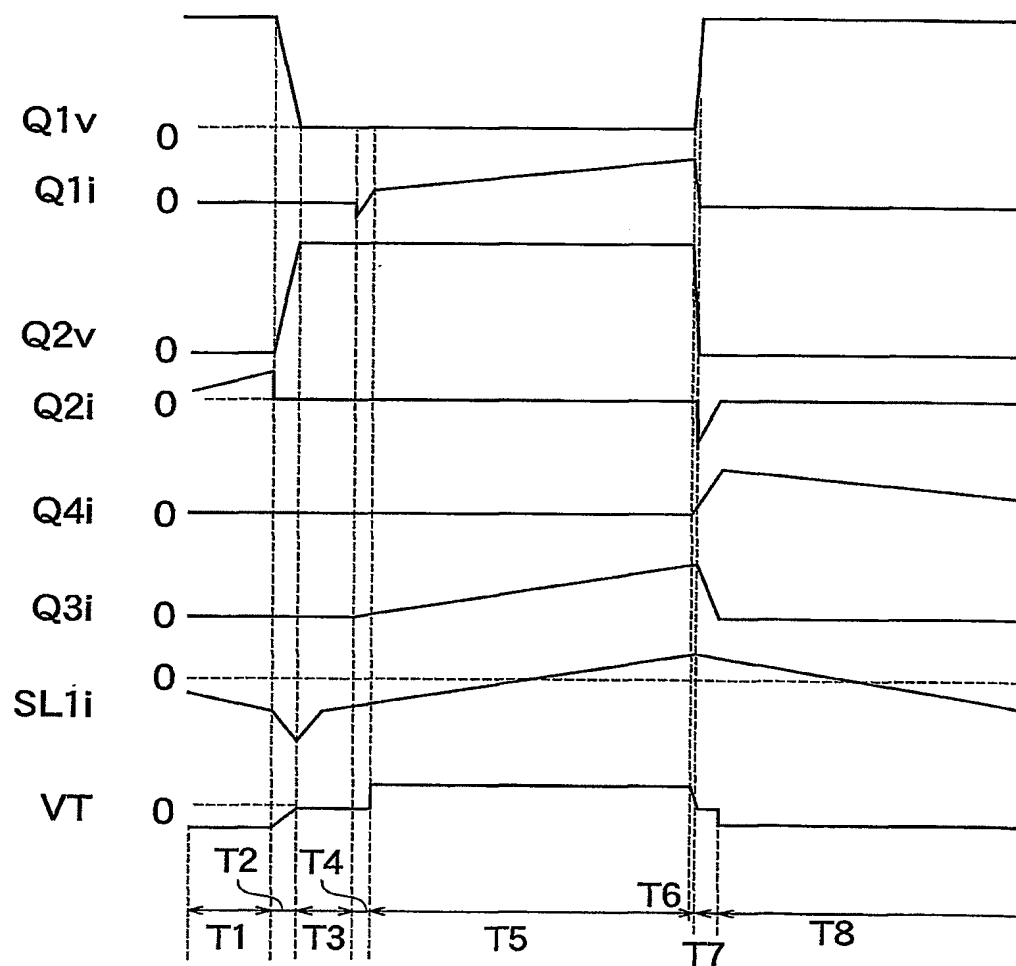


FIG. 28

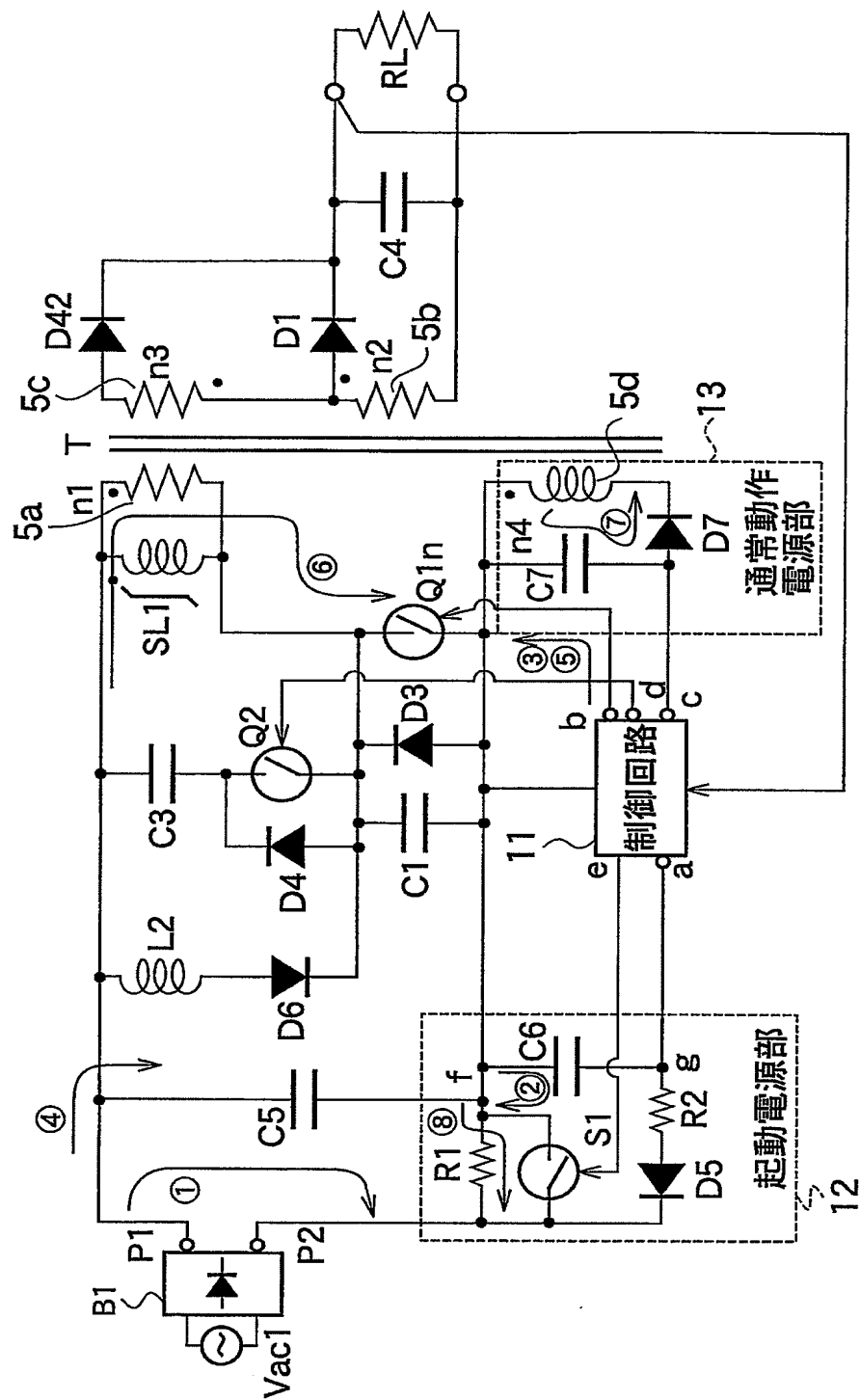


FIG.29

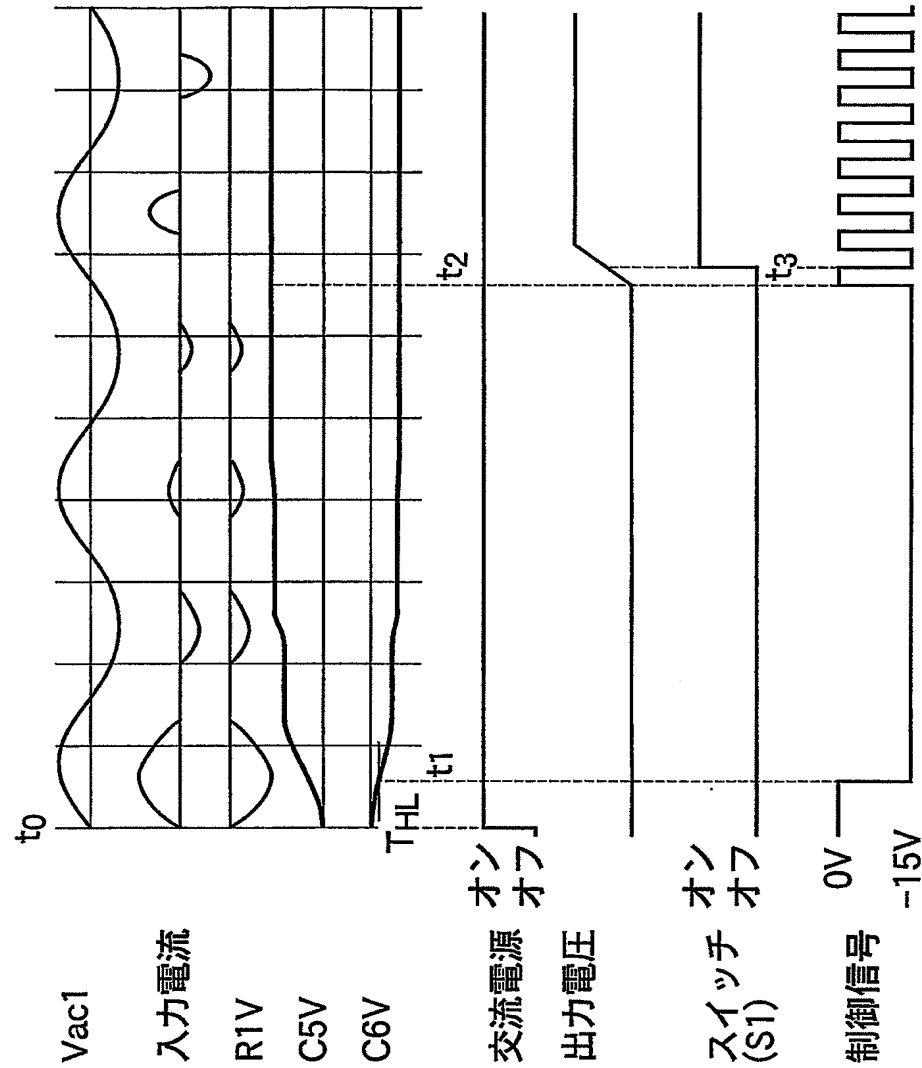


FIG.30

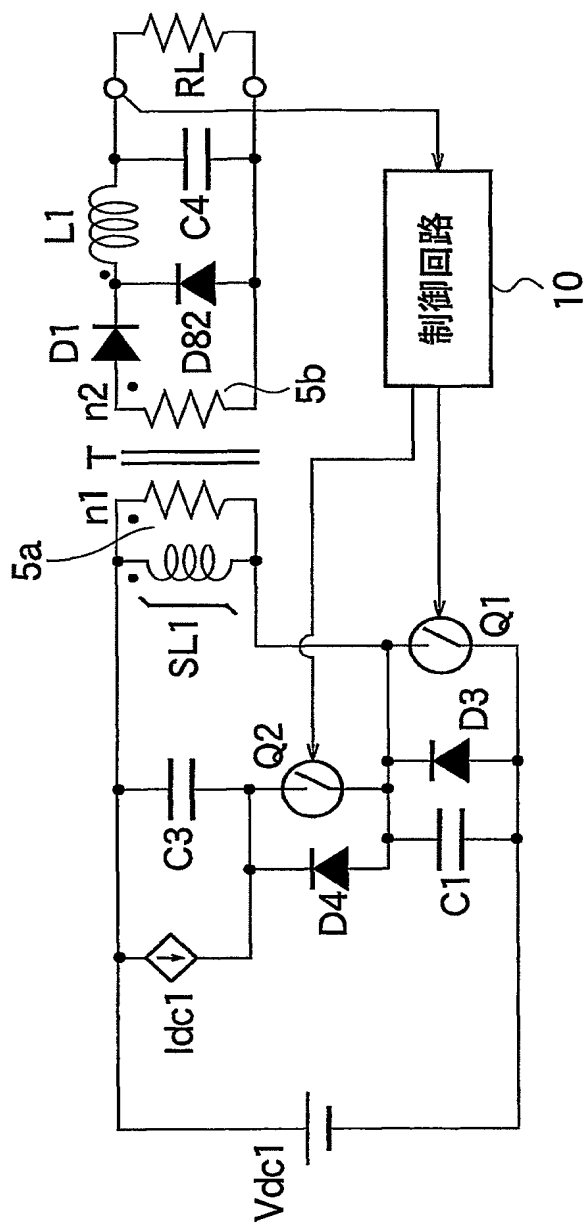
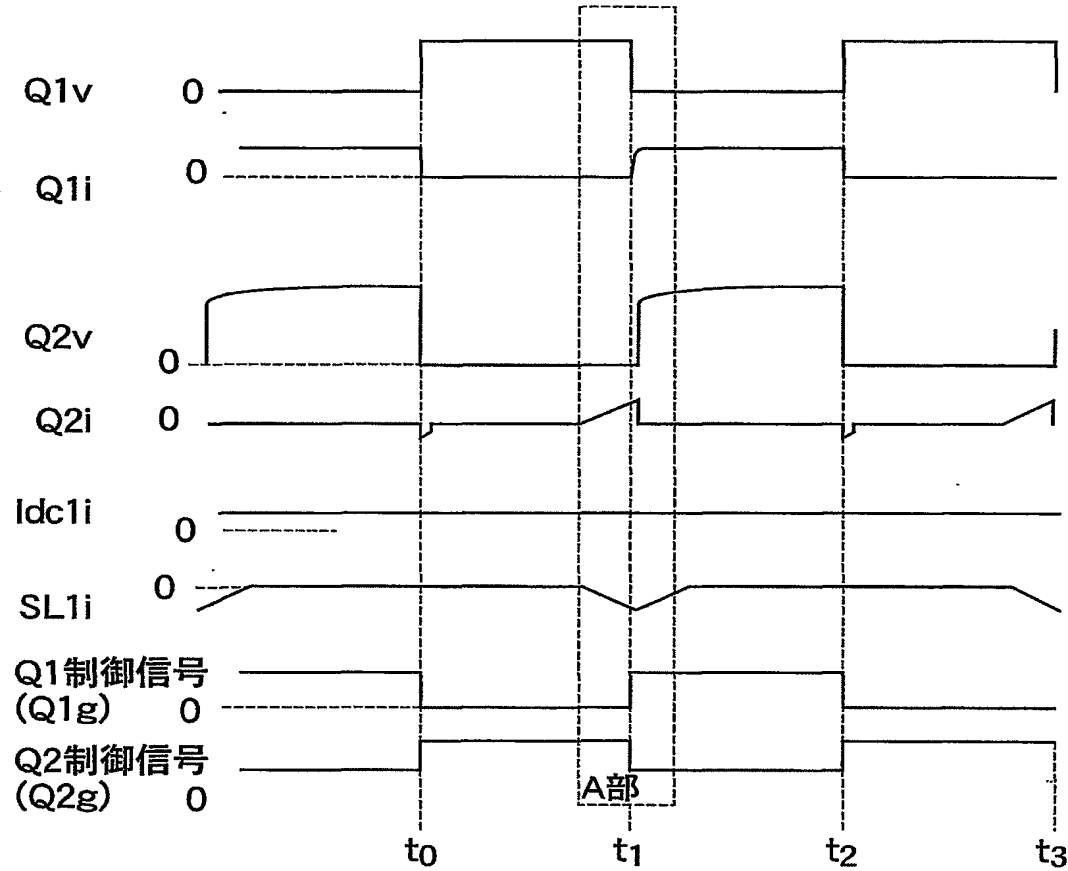


FIG.31



28/33

FIG.32

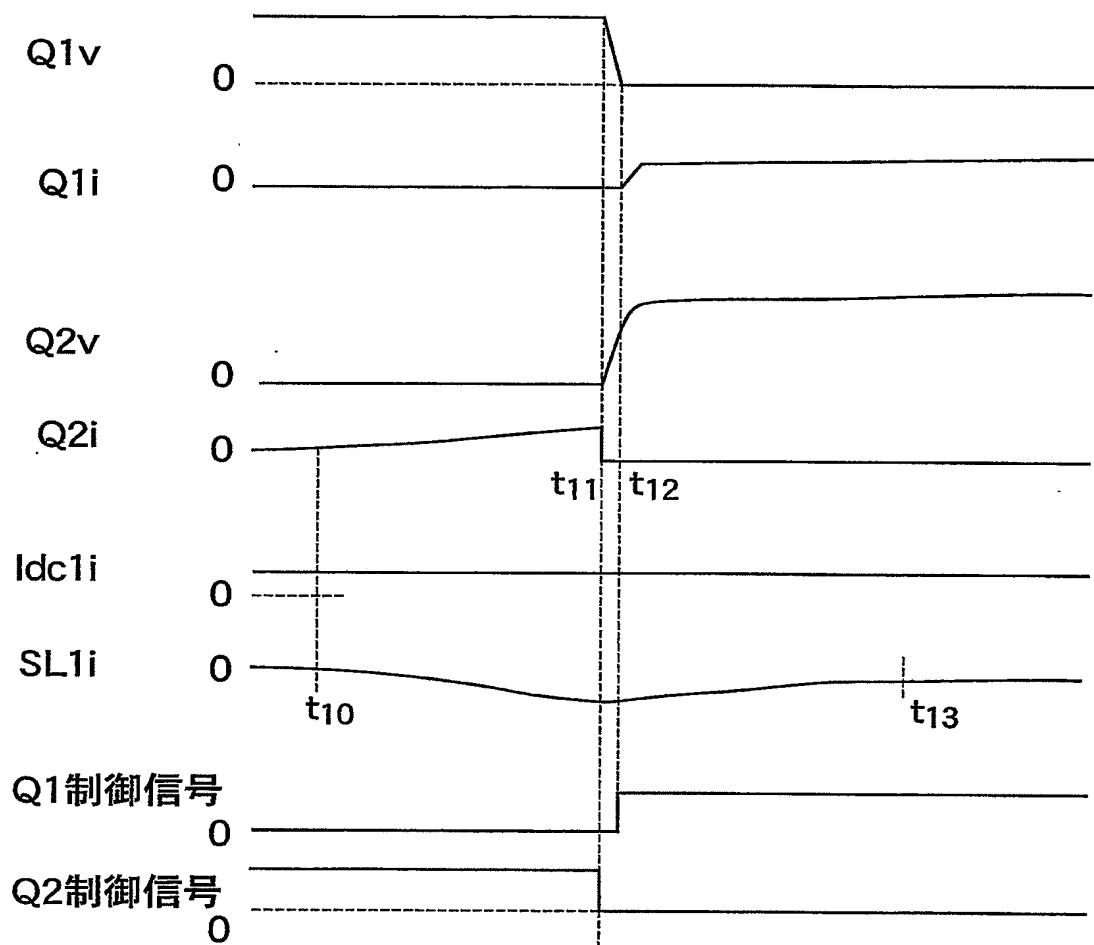


FIG.33

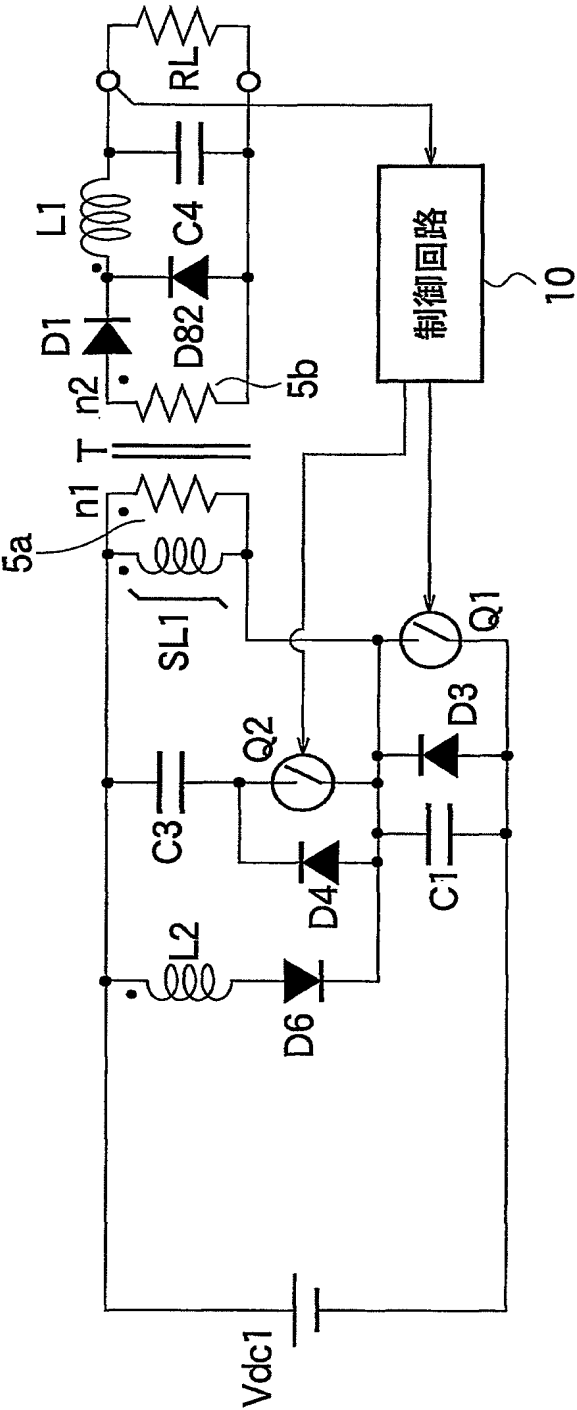


FIG.34

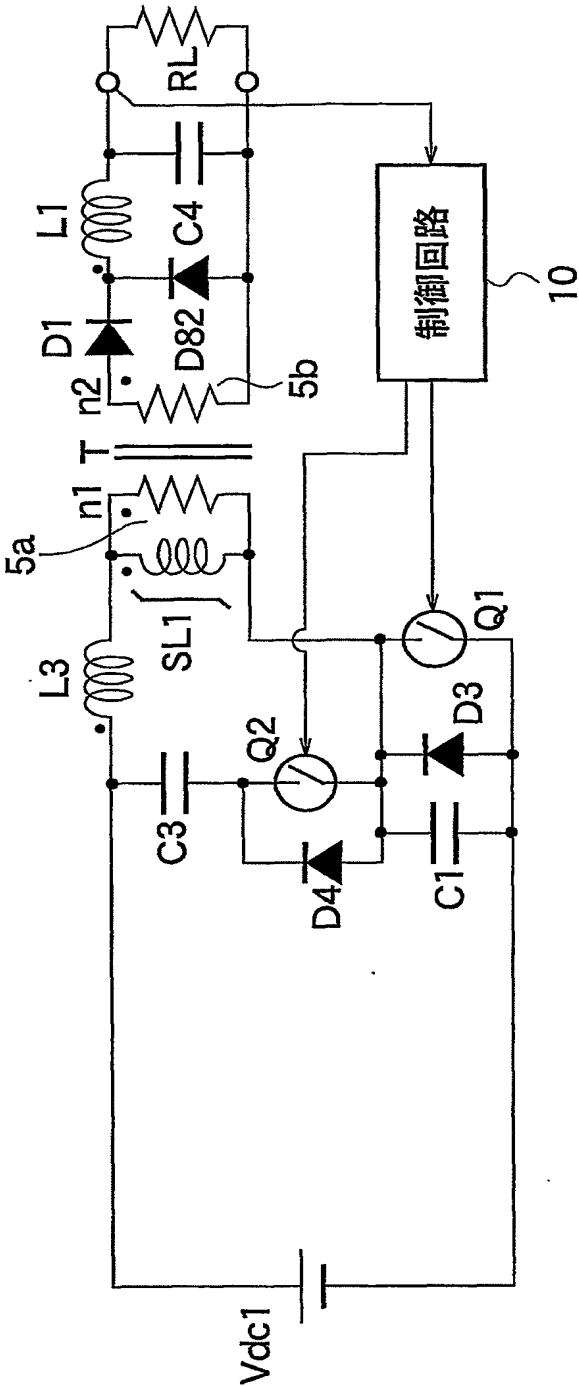


FIG.35

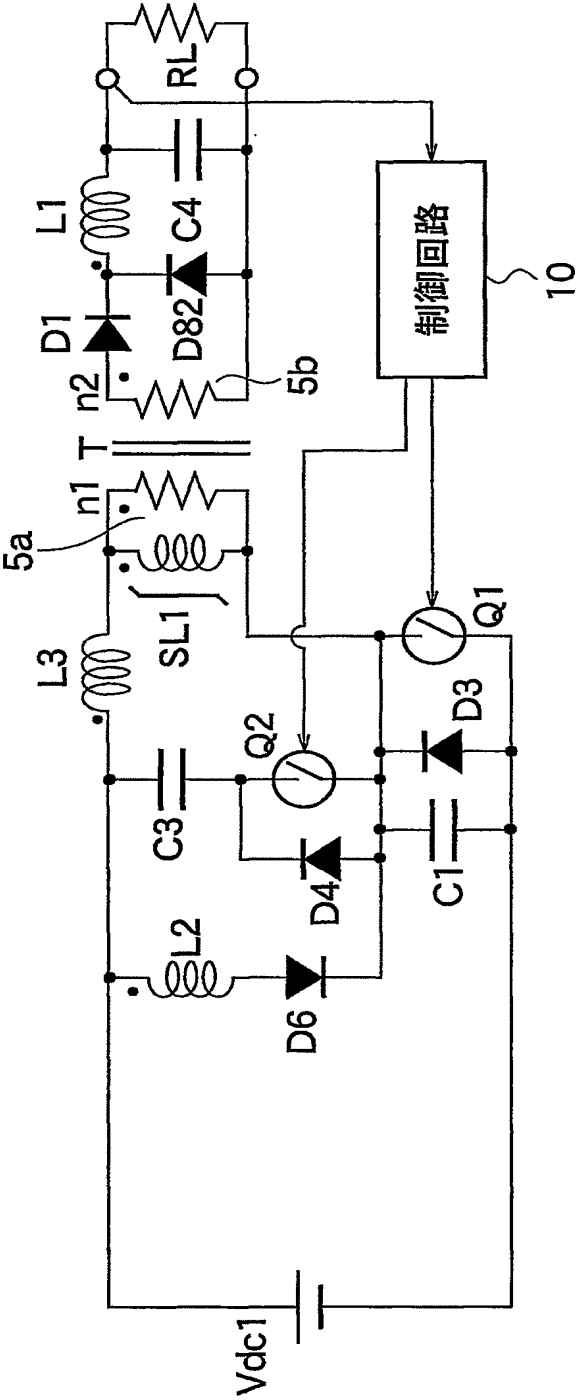
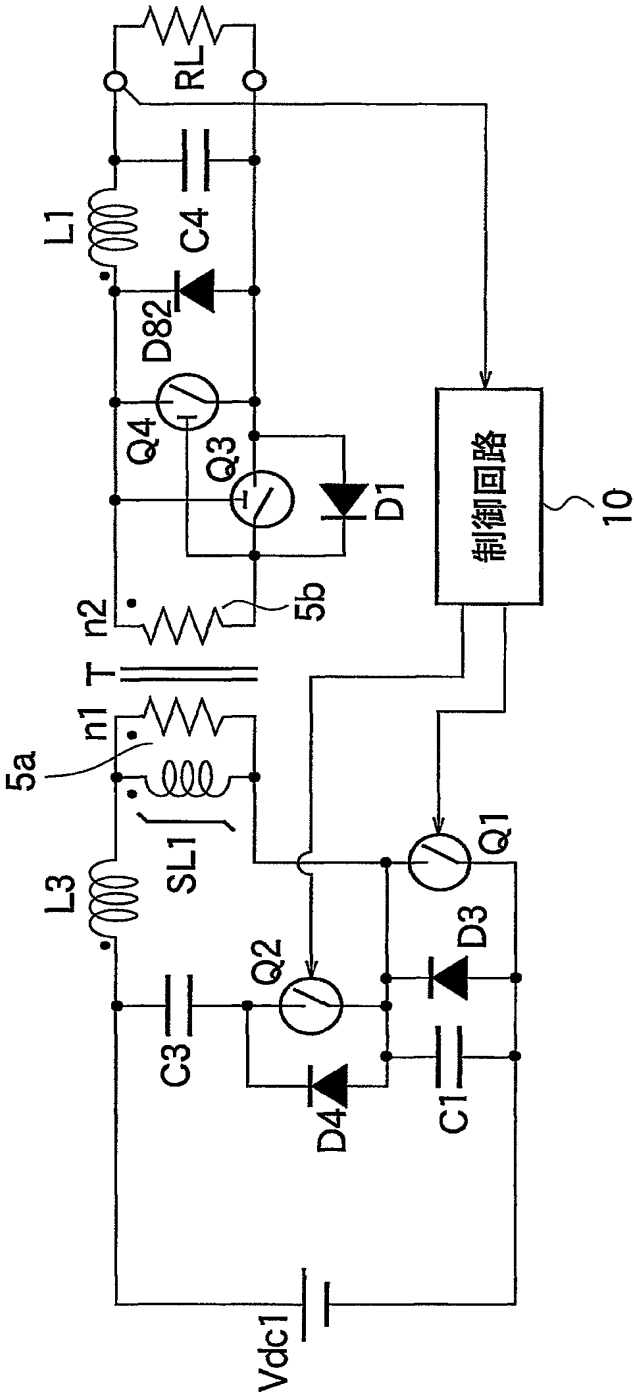
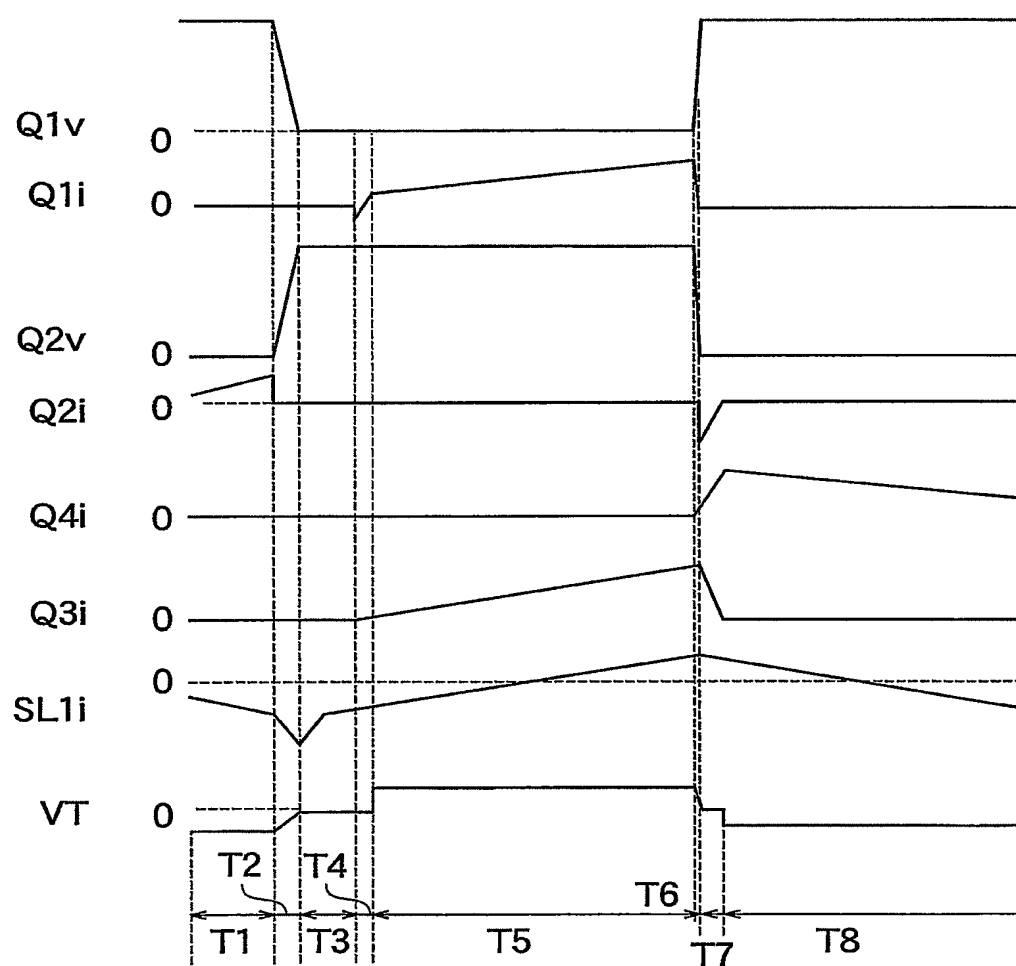


FIG.36



33/33

FIG.37



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP03/13411

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl⁷ H02M3/28

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl⁷ H02M3/00-3/44

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2004
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2004	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2004

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2002-78339 A (Sanken Electric Co., Ltd.), 15 March, 2002 (15.03.02), Par. Nos. [0007] to [0009]; Fig. 4 (Family: none)	1-34
A	WO 95/23452 A1 (CROSS, David, Anthony), 31 August, 1995 (31.08.95), Full text; Figs. 1 to 3 & JP 10-500834 A & EP 0746900 A1 & US 5570278 A1 & US 5796595 A1	1-34
A	JP 4-299064 A (Tokimec Inc.), 22 October, 1992 (22.10.92), Full text; Figs. 1 to 5 (Family: none)	1-34

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"I" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier document but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search
08 January, 2004 (08.01.04)

Date of mailing of the international search report
27 January, 2004 (27.01.04)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP03/13411

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2000-341947 A (Mitsubishi Electric Corp.), 08 December, 2000 (08.12.00), Full text; Figs. 1 to 15 (Family: none)	1-34
A	JP 5-236739 A (Toshiba Corp.), 10 September, 1993 (10.09.93), Full text; Figs. 1 to 4 (Family: none)	1-34
A	JP 6-22548 A (Sanken Electric Co., Ltd.), 28 January, 1994 (28.01.94), Full text; Figs. 1 to 10 (Family: none)	1-34

国際調査報告

国際出願番号 PCT/JPO3/13411

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ H02M 3/28

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ H02M 3/00-3/44

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2004年
日本国登録実用新案公報	1994-2004年
日本国実用新案登録公報	1996-2004年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP 2002-78339 A (サンケン電気株式会社) 2002. 03. 15, 【0007】-【0009】, 図4 (ファミリーなし)	1-34
A	WO 95/23452 A1 (CROSS, David, Anthony) 1995. 08. 31, 全文, 図1-3 & JP 10-500834 A & EP 0746900 A1 & US 5570278 A1 & US 5796595 A1	1-34

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

08. 01. 04

国際調査報告の発送日

27. 1. 2004

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

櫻田 正紀

3V 2917

電話番号 03-3581-1101 内線 3356

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP 4-299064 A (株式会社トキメツク) 1992. 10. 22, 全文, 図1-5 (ファミリーなし)	1-34
A	JP 2000-341947 A (三菱電機株式会社) 2000. 12. 08, 全文, 図1-15 (ファミリーなし)	1-34
A	JP 5-236739 A (株式会社東芝) 1993. 09. 10, 全文, 図1-4 (ファミリーなし)	1-34
A	JP 6-22548 A (サンケン電気株式会社) 1994. 01. 28, 全文, 図1-10 (ファミリーなし)	1-34